МИНОБРНАУКИ РОССИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ АКАДЕМИКА С.П. КОРОЛЕВА
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ) (СГАУ)

Устройства СВЧ и антенны

Мультимедийные средства преподавания курса

САМАРА

2012

УДК:621.382
У 825

Автор-составитель: **Рахаев Александр Алексеевич**

Устройства СВЧ и антенны [Электронный ресурс] : мультимед. средства преподавания курса / Минобрнауки России, Самар. гос. аэрокосм. ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т); авт.-сост. А. А. Рахаев. - Электрон. текстовые и граф. дан. (91.5 Мбайт). - Самара, 2012. - 1 эл. опт. диск (CD-ROM).

В состав мультимедийных средств курса «Устройства СВЧ и антенны» входят:

1) демонстрационные материалы для проведения практических занятий;
2) справочные материалы для проведения практических занятий;
3) методические указания по проведению лабораторных работ.

Предназначены для бакалавров по направлению подготовки 210400.62 «Радиотехника», изучающих дисциплину «Устройства СВЧ и антенны» в 6 семестре.

Подготовлены на кафедре радиотехники и медицинских диагностических систем.

© Самарский государственный
аэрокосмический университет, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

1 ДЕМОНСТРАЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАНЯТИЙ

1.1 Разбиение радиоволн на частотные диапазоны 4

1.2 Применение электромагнитных волн СВЧ-диапазона 5

2 СПРАВОЧНЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАНЯТИЙ

2.1 Прямоугольный волновод 19

2.2 Круглый волновод 25

2.3 Коаксиальная линия 30

2.4 Полосковые линии передачи 34

2.5 Эквивалентная линия передачи 42

2.6 Согласование в линиях передачи 53

2.7 Матрицы рассеяния четырехпроюсников 58

2.8 Элементы тракта СВЧ-диапазона 65

2.9 Конструкции антенн 78

2.10 Параметры антенн 98

2.11 Вибраторные антенны 106

2.12 Спиральные антенны 111

2.13 Рупорные антенны 112

2.14 Список использованной литературы 115

3 МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПРОВЕДЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

3.1 Режимы работы линий передач СВЧ-диапазона 117

3.2 Апертурные антенны 139

3.3 Волновые матрицы рассеяния четырехполюсников 152

1.1 РАЗБИЕНИЕ РАДИОВОЛН НА ЧАСТОТНЫЕ ДИАПАЗОНЫ

Название диапазона частот	Границы диапазона по частоте	Границы диапазона по длине волны	Название диапазона длин волн
Очень низкие частоты (ОНЧ)	3 – 30 КГц	100 км – 10 км	Мириаметровые волны
Низкие частоты (НЧ)	30 – 300 КГц	10 км – 1 км	Километровые волны
Средние частоты (СЧ)	300 КГц – 3 МГц	1000 м – 100 м	Гектометровые волны
Высокие частоты (ВЧ)	3 МГц – 30 МГц	100 м – 10 м	Декаметровые волны
Очень высокие частоты (ОВЧ)	30 МГц – 300 МГц	10 м – 1 м	Метровые волны
Ультравысокие частоты (УВЧ)	300 МГц –3 ГГц	100 см – 10 см	Дециметровые волны
Сверхвысокие частоты (СВЧ)	3 ГГц – 30 ГГц	10 см – 1 см	Сантиметровые волны
Крайне высокие частоты (КВЧ)	30 ГГц – 300 ГГц	10 мм – 1 мм	Миллиметровые волны
Гипервысокие частоты (ГВЧ)	300 ГГц – 3 ТГц	1 мм – 0.1 мм	Децимиллимет-ровые волны

Диапазон сверхвысоких частот (СВЧ) включает дециметровый, сантиметровый и миллиметровый диапазоны. Иногда к диапазону СВЧ относят метровые и субмиллиметровые волны (децимиллиметровые волны).

1.2 ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН СВЧ-ДИАПАЗОНА

1) радиолокация; радиорелейная связь;





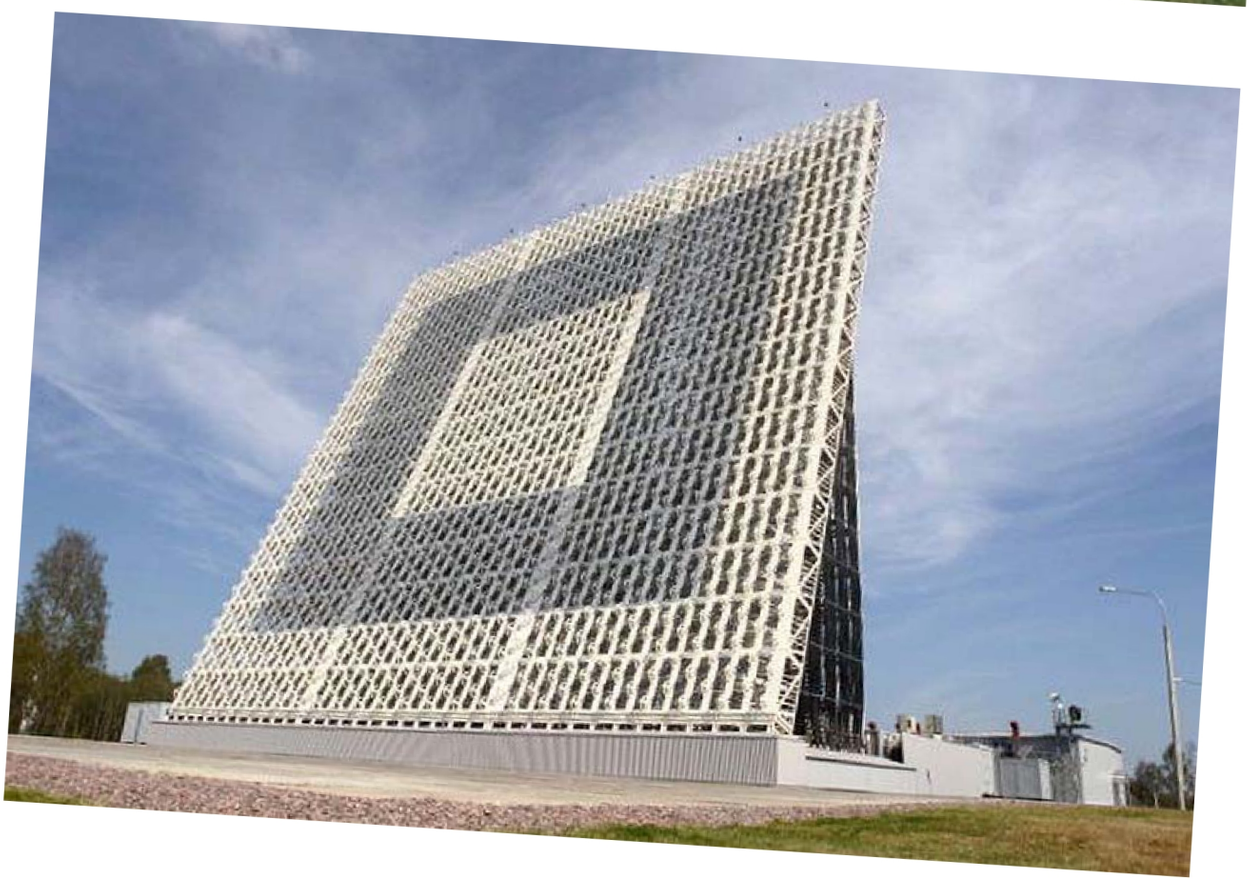














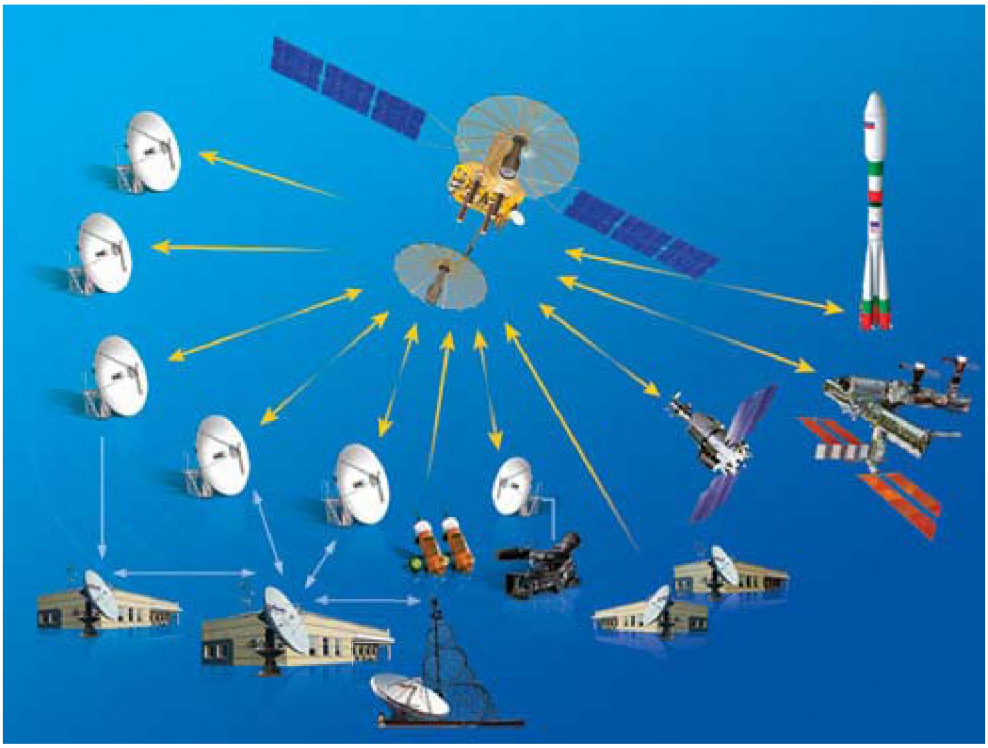



643
43

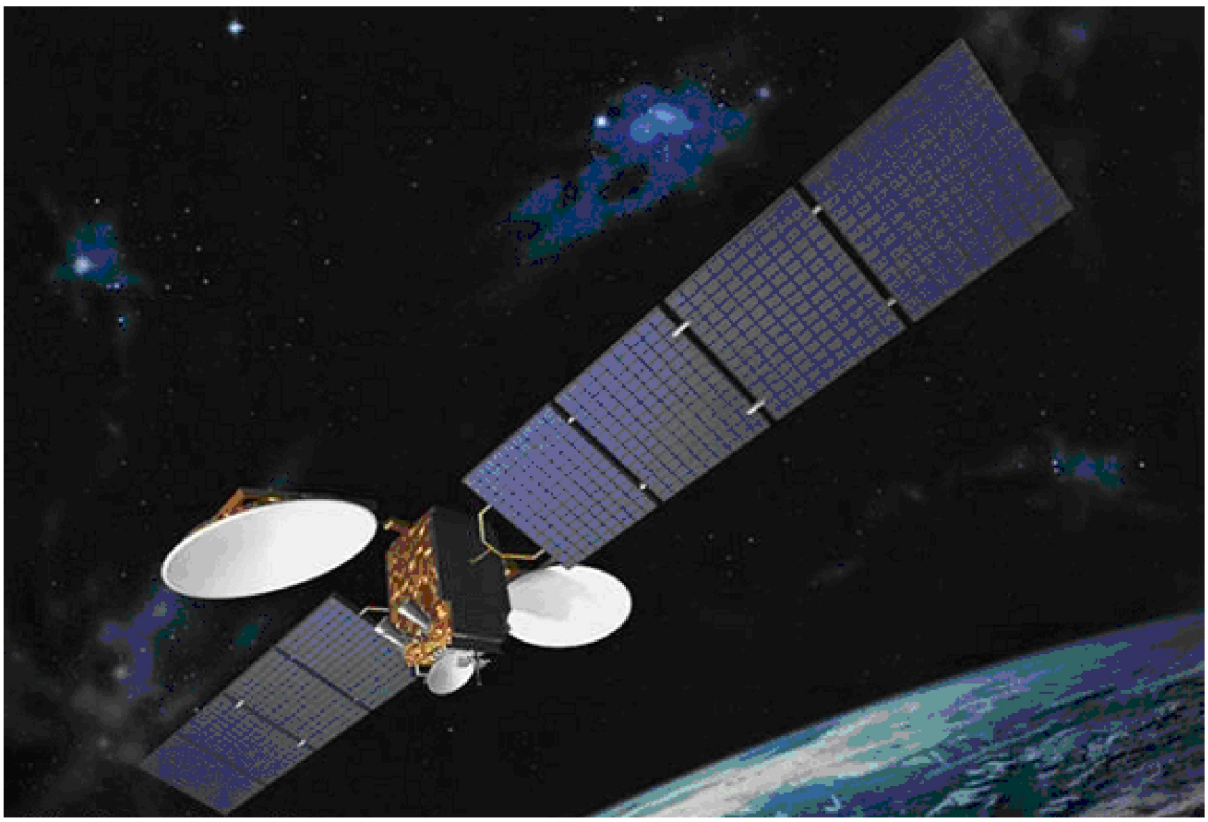

RR
NAV
71

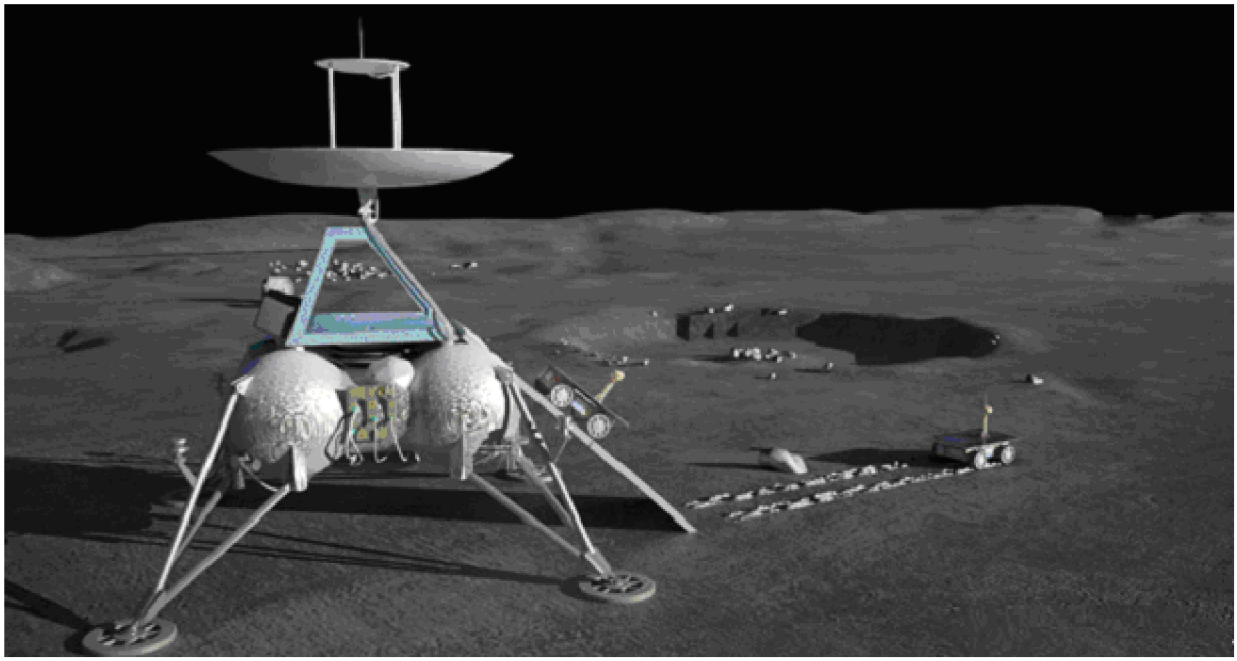
2) связь через спутники связи, связь с космическими кораблями и орбитальными станциями, автоматическими космическими аппаратами;

3)









3)радиоастрономия (прием и анализ электромагнитного излучения космических объектов);







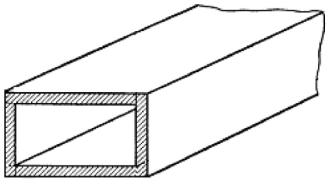
4) медицина и биология (воздействие СВЧ-колебаний на биологические объекты, анализ электромагнитного излучения, излучаемого биологическими объектами).



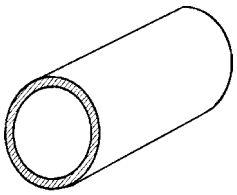


2.1 ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ ДИАПАЗОНА

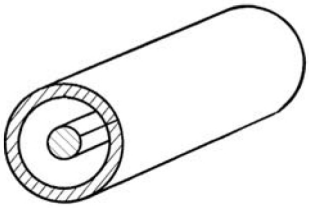
Конструкции линий передач в устройствах СВЧ-диапазона.



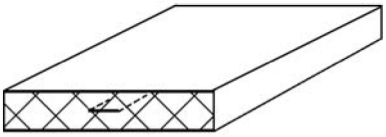
- а -



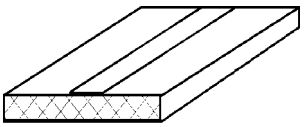
- б -



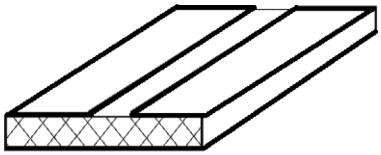
- в -



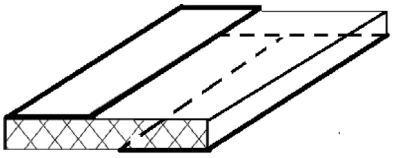
- г -



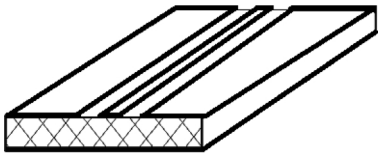
- д -



- е -

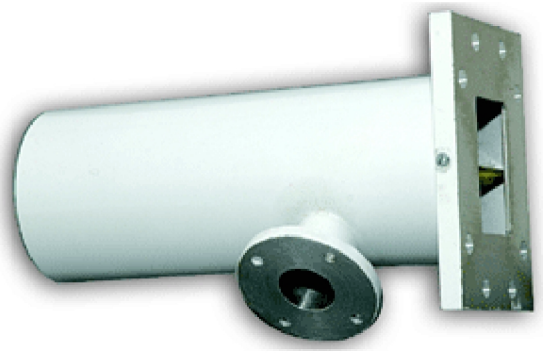


- ж -

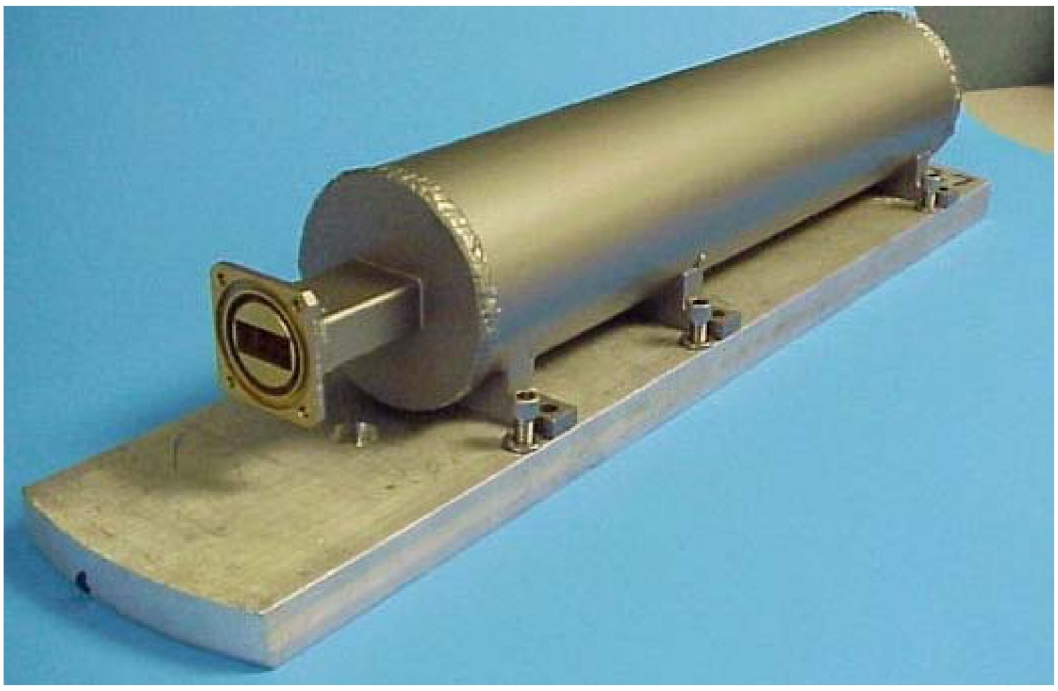


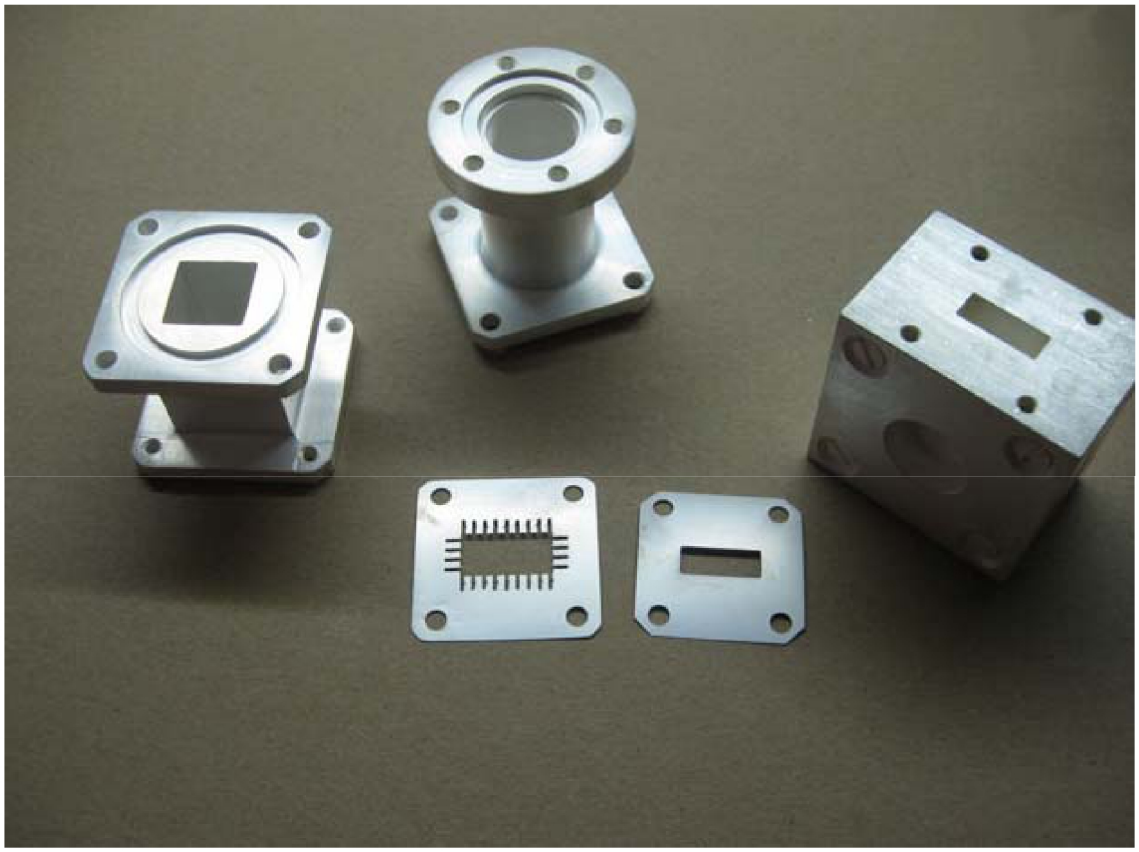
- з -



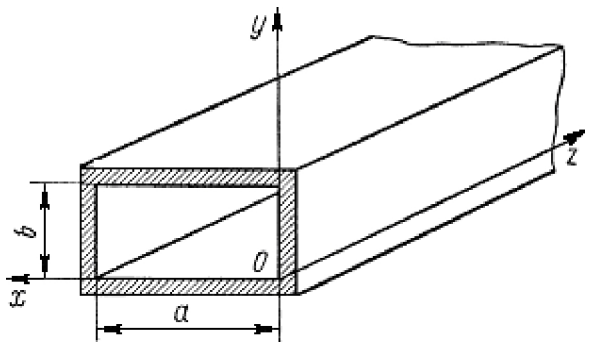








2.1 ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ВОЛНОВОД



Выражения для составляющих полей типа E_{mn} (TH_{mn}) в комплексной форме при отсутствии потерь имеют вид

$$\dot{E}_x = i\frac{\gamma}{\gamma_{mn}^2}C_1\frac{m\pi}{a}\cos(\frac{m\pi x}{a})\sin(\frac{n\pi y}{b})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{E}_y = i\frac{\gamma}{\gamma_{mn}^2}C_1\frac{n\pi}{b}\sin(\frac{m\pi x}{a})\cos(\frac{n\pi y}{b})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{E}_z = C_1\sin(\frac{m\pi x}{a})\sin(\frac{n\pi y}{b})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_x = -i\frac{\omega\varepsilon_a}{\gamma_{mn}^2}C_1\frac{n\pi}{b}\sin(\frac{m\pi x}{a})\cos(\frac{n\pi y}{b})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_y = i\frac{\omega\varepsilon_a}{\gamma_{mn}^2}C_1\frac{m\pi}{a}\cos(\frac{m\pi x}{a})\sin(\frac{n\pi y}{b})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_z = 0.$$

Выражения для составляющих полей типа H_{mn} (TE_{mn}) имеют вид

$$\dot{E}_x = i\frac{\omega\mu_a}{\gamma_{mn}^2}C_2\frac{n\pi}{b}\cos(\frac{m\pi x}{a})\sin(\frac{n\pi y}{b})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{E}_y = -i\frac{\omega\mu_a}{\gamma_{mn}^2}C_2\frac{m\pi}{a}\sin(\frac{m\pi x}{a})\cos(\frac{n\pi y}{b})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{E}_z = 0,$$

$$\dot{H}_x = -i\frac{\gamma}{\gamma_{mn}^2}C_2\frac{m\pi}{a}\sin(\frac{m\pi x}{a})\cos(\frac{n\pi y}{b})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_y = i\frac{\omega\mu_a}{\gamma_{mn}^2}C_2\frac{n\pi}{b}\cos(\frac{m\pi x}{a})\sin(\frac{n\pi y}{b})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_z = C_2\cos(\frac{m\pi x}{a})\cos(\frac{n\pi y}{b})e^{-i\gamma z}.$$

Выражения для составляющих поля волны H_{10}

$$\dot{E}_x = 0,$$

$$\dot{E}_y = -i\frac{\omega\mu_a}{\gamma_{10}^2}C_2\frac{\pi}{a}\sin(\frac{\pi x}{a})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{E}_z = 0,$$

$$\dot{H}_x = -i\frac{\gamma}{\gamma_{10}^2}C_2\frac{\pi}{a}\sin(\frac{\pi x}{a})e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_y = 0,$$

$$\dot{H}_z = C_2\cos(\frac{\pi x}{a})e^{-i\gamma z}.$$

где

x, y, z – координаты точки внутри волновода, в которой рассчитываются составляющие электрического и магнитного полей,

C_1, C_2 – коэффициенты, определяющие амплитуды составляющих электрического и магнитного полей,

a, b – размеры волновода,

m, n – целые числа, определяющие структуру поля,

$m = 0, 1, 2, 3, \ldots$, $n = 0, 1, 2, 3, \ldots$,

i – мнимая единица.

Продольное волновое число γ определяется соотношением

$$\gamma = \frac{2\pi}{\Lambda_B} = \sqrt{\omega^2 \mu_a \varepsilon_a - \gamma_{mn}^2} ,$$

Λ_B - длина волны в волноводе.

Поперечное волновое число для прямоугольного волновода γ_{mn}

$$\gamma_{mn} = \sqrt{(\frac{m\pi}{a})^2 + (\frac{n\pi}{b})^2} .$$

Длина волны в прямоугольном волноводе

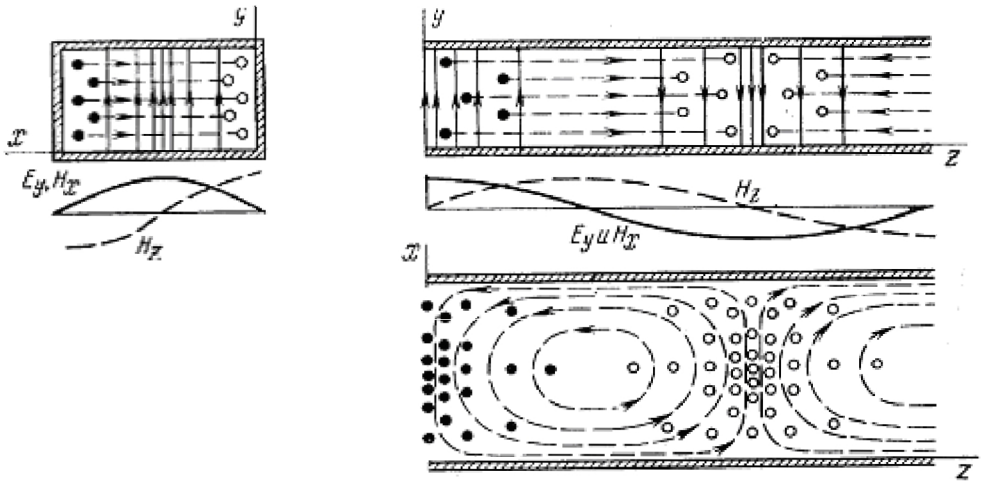
$$\Lambda_в = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр\,mn}}\right)^2}},$$

$\lambda_{кртп}$ - критическая длина волны колебания с индексами m и n в прямоугольном волноводе,

$$\lambda_{кртп} = \frac{2\pi}{\gamma_{mn}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{в}\right)^2}}.$$

Структуры полей волн H_{10}, H_{20}, H_{11}, H_{31}, E_{11} и E_{31}

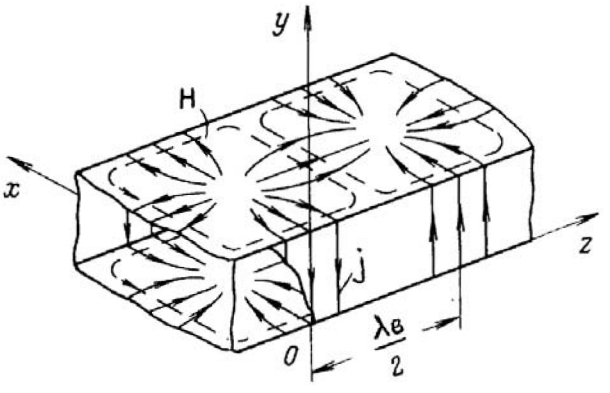
Структура поля волны H_{10} в прямоугольном волноводе



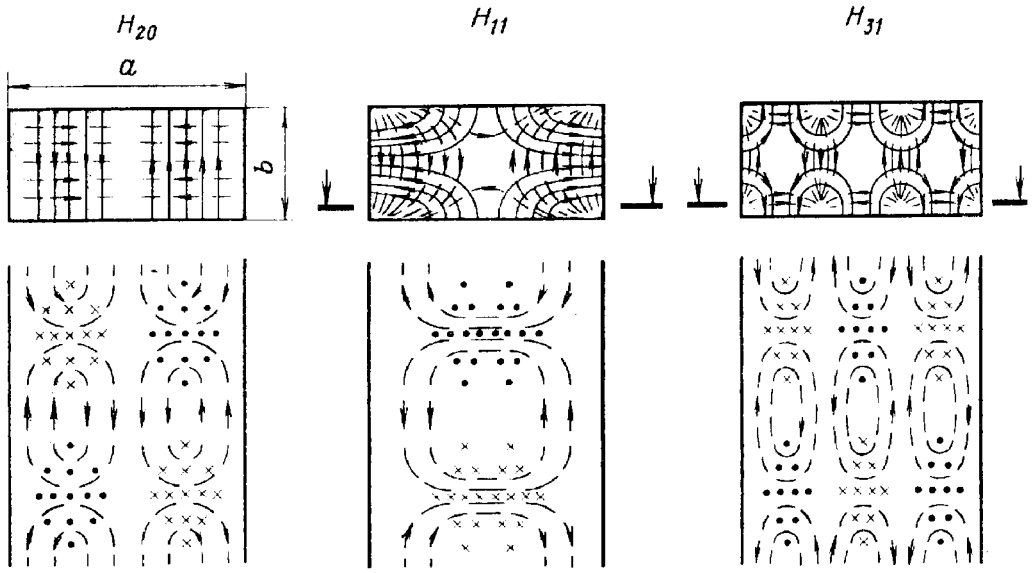
Токи проводимости на внутренней поверхности волновода определяются касательной составляющей магнитного поля

$$\vec{j} = [\vec{n}_o, \vec{H}_\tau].$$

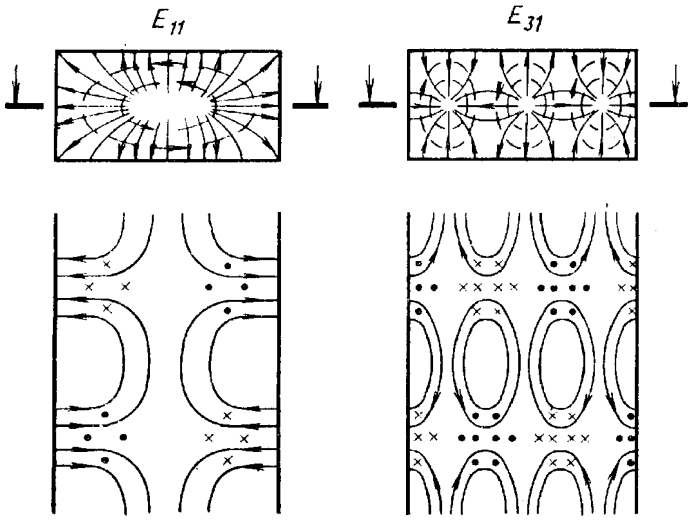
Токи проводимости для волны H_{10}



Структуры поля волн H_{20}, H_{11}, H_{31}, E_{11}, E_{31} в прямоугольном волноводе

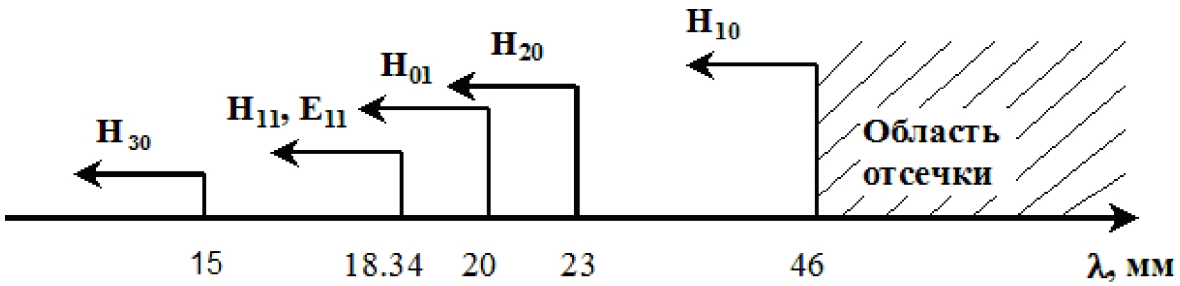


- а - - б - - в -

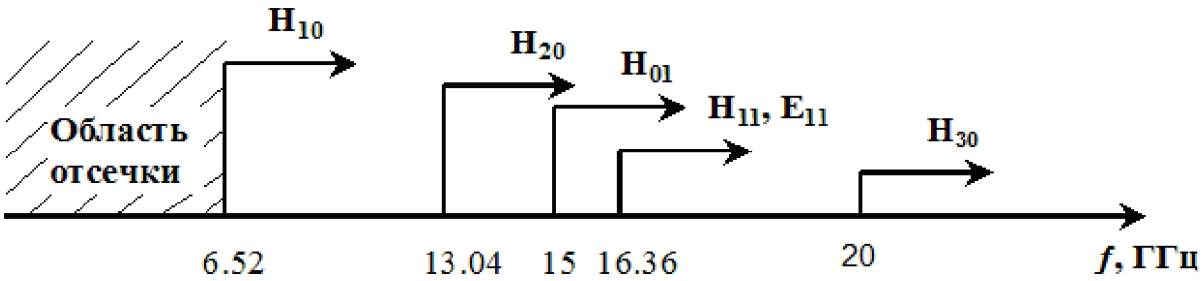


- г - - д -

Диаграмма типов колебаний прямоугольного волновода сечением 23 х 10 мм^2

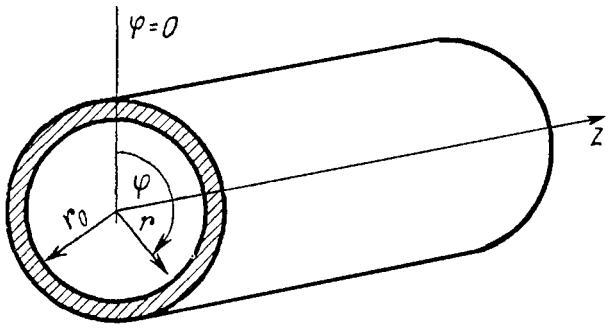


– а –



– б –

2.2 КРУГЛЫЙ ВОЛНОВОД



Выражения для составляющих полей типа E_{mn} (TH_{mn}) в комплексной форме имеют вид

$$\dot{E}_r = -i\frac{\gamma\, r_0}{\eta_{mn}} C_1 J_m^I\left(\frac{\eta_{mn}}{r_0} r\right)\cos(m\varphi)e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{E}_\varphi = i\frac{\gamma\, r_0^2}{r\,\eta_{mn}^2} C_1 m J_m\left(\frac{\eta_{mn}}{r_0} r\right)\sin(m\varphi)e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{E}_z = C_1 J_m\left(\frac{\eta_{mn}}{r_0} r\right)\cos(m\varphi)e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_r = -i\frac{\omega\varepsilon_a r_0^2}{r\,\eta_{mn}^2} C_1 m J_m\left(\frac{\eta_{mn}}{r_0} r\right)\sin(m\varphi)e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_\varphi = -i\frac{\omega\varepsilon_a r_0}{r\,\eta_{mn}} C_1 J_m^I\left(\frac{\eta_{mn}}{r_0} r\right)\cos(m\varphi)e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_z = 0,$$

Выражения для составляющих полей типа H_{mn} (TE_{mn}) имеют вид

$$\dot{H}_r = -i\frac{\gamma\, r_0}{\mu_{mn}} C_2 J_m^I(\frac{\mu_{mn}}{r_0} r)\cos(m\varphi)e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_\varphi = i\frac{\gamma\, r_0^2}{r\mu_{mn}^2} C_2 m J_m(\frac{\mu_{mn}}{r_0} r)\sin(m\varphi)e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{H}_z = C_2 J_m(\frac{\mu_{mn}}{r_0} r)\cos(m\varphi)e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{E}_r = i\frac{\omega\mu_a r_0^2}{r\mu_{mn}^2} C_2 m J_m(\frac{\mu_{mn}}{r_0} r)\sin(m\varphi)e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{E}_\varphi = i\frac{\omega\mu_a r_0}{r\mu_{mn}} C_2 J_m^I(\frac{\mu_{mn}}{r_0} r)\cos(m\varphi)e^{-i\gamma z},$$

$$\dot{E}_z = 0,$$

где

$J_m(x)$ - функция Бесселя 1-го рода порядка m ,

$J_m^I(x)$ - производная функции Бесселя 1-го рода порядка m ,

μ_{mn} - корни функции Бесселя,

η_{mn} - корни производной функции Бесселя,

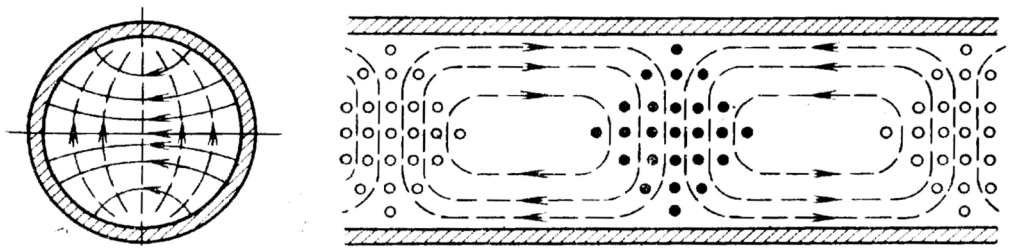
r, φ, z - цилиндрические координаты,

γ - продольное волновое число,

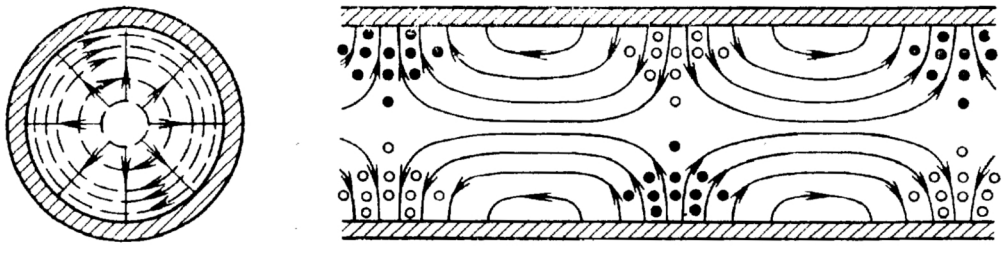
$\gamma = \sqrt{\omega^2\mu_a\varepsilon_a - (\frac{\eta_{mn}}{r_0})^2}$ для волн типа H_{mn},

$\gamma = \sqrt{\omega^2\mu_a\varepsilon_a - (\frac{\mu_{mn}}{r_0})^2}$ для волн типа E_{mn}.

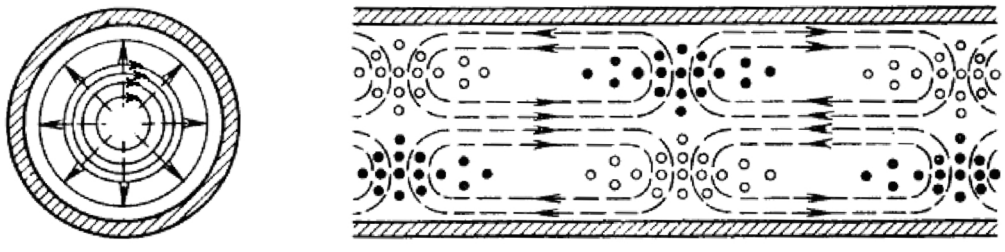
Структуры полей волн типа H_{11} (а), E_{01}(б) и H_{01} (в) в круглом волноводе



- а -

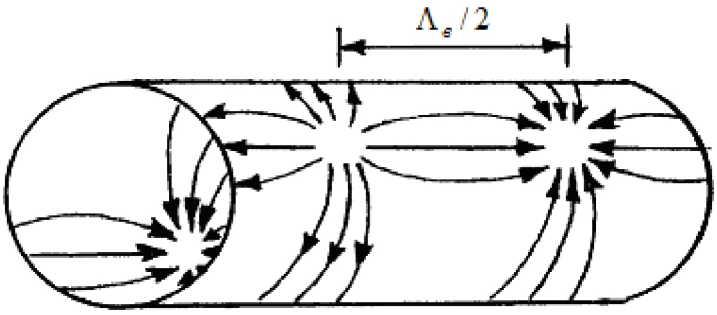


- б -

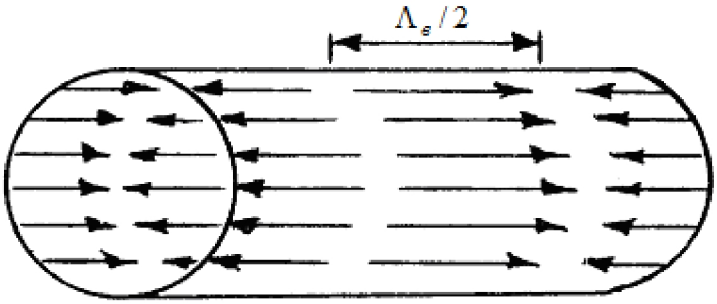


- в -

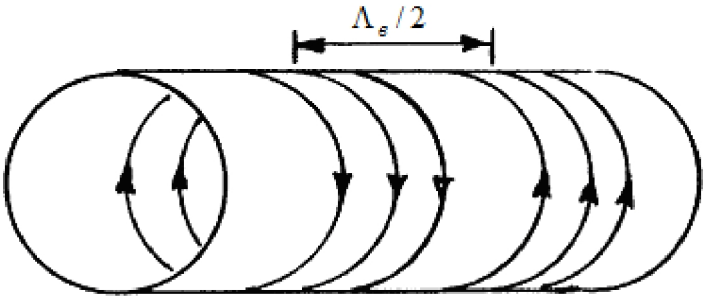
Распределение тока проводимости для волн H_{11} (а), E_{01} (б) и H_{01} (в).



- а -

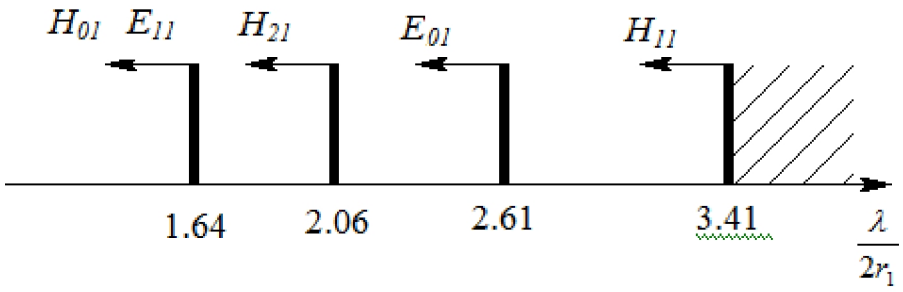


- б -



- в -

Диаграмма типов колебаний круглого волновода



Длина волны в круглом волноводе для всех типов волн определяется соотношением

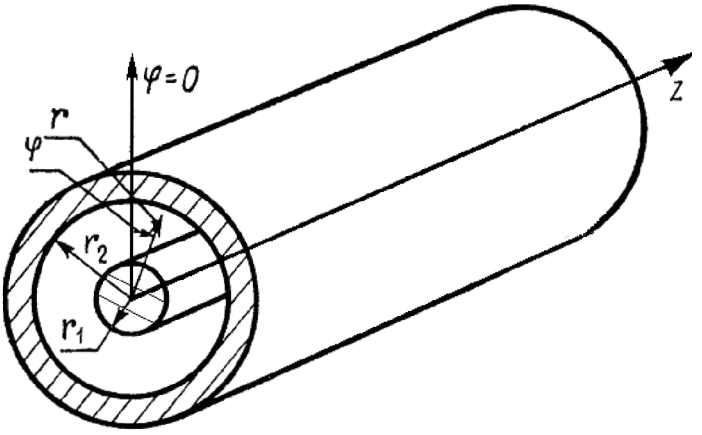
$$\lambda_в = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр\,mn}}\right)^2}},$$

где $\lambda_{кр}$ - критическая длина волны,

$\lambda_{кр} = \frac{2\pi}{\eta_{mn}} r_0$ для волн электрического типа,

$\lambda_{кр} = \frac{2\pi}{\mu_{mn}} r_0$ для волн магнитного типа.

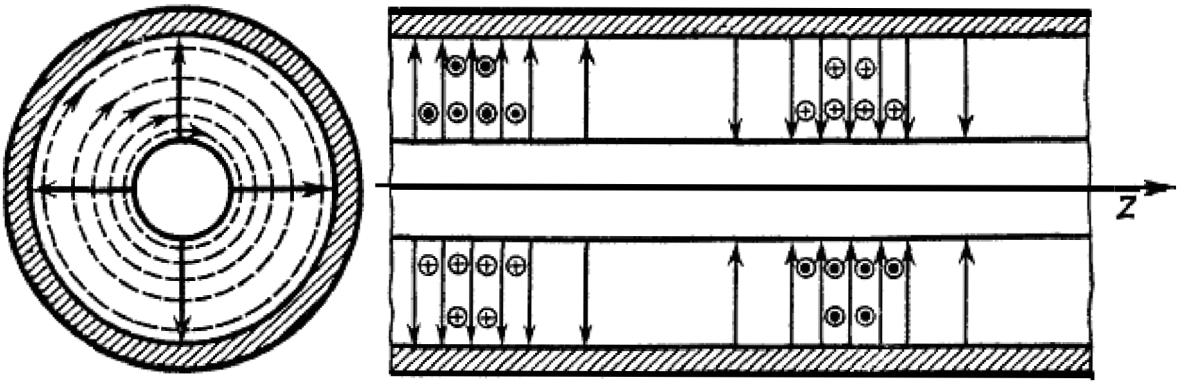
2.3 Коаксиальная линия



Основным типом волны в коаксиальной линии является поперечная волна типа Т

$$\begin{cases} \vec{E} = \vec{1}_r \cdot \dot{E}_r = \vec{1}_r \cdot E_{\max}(\frac{r_1}{r}) \cdot e^{-i\gamma z}, \\ \vec{H} = \vec{1}_\varphi \cdot \dot{H}_\varphi = \vec{1}_\varphi \cdot \frac{E_{\max}}{Z_B}(\frac{r_1}{r}) \cdot e^{-i\gamma z}. \end{cases}$$

Структура поля Т-волны в коаксиальной линии в поперечном (а) и продольном (б) сечениях



- а - - б -

Структура тока проводимости волны типа Т в коаксиальной линии передачи

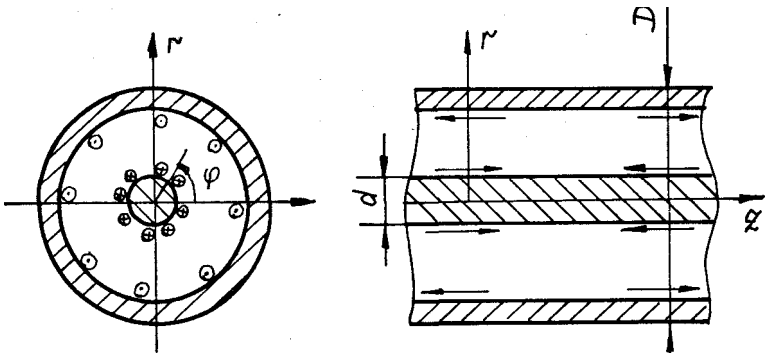
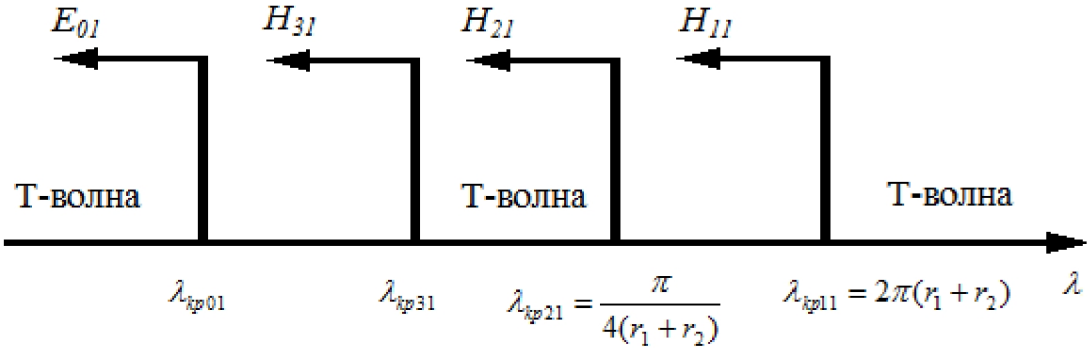


Диаграмма типов колебаний коаксиальной линии



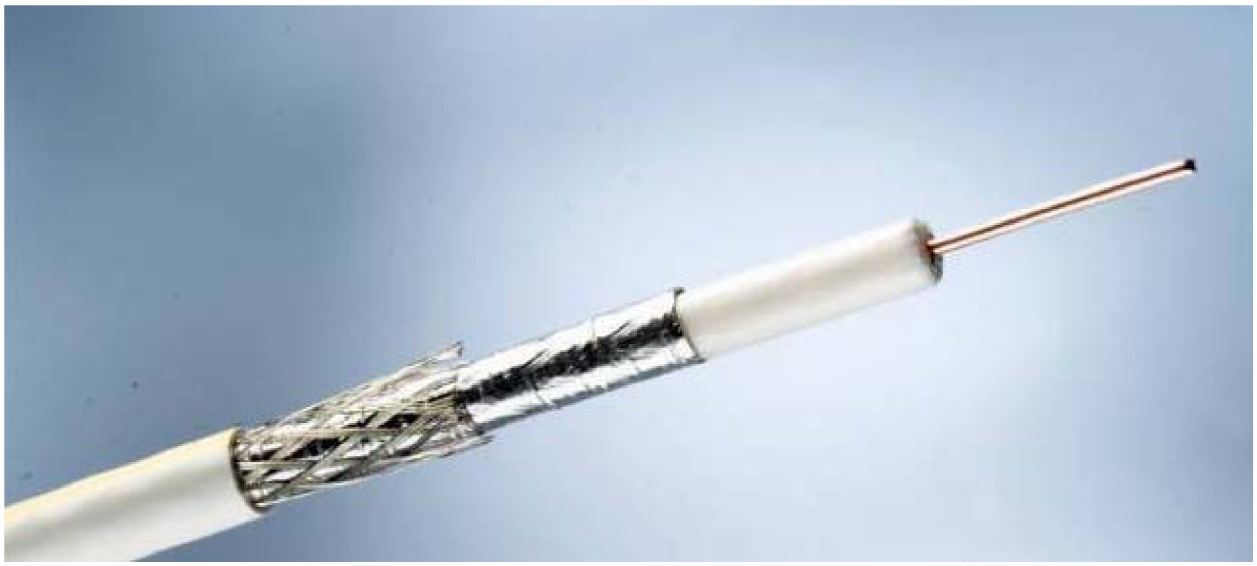
Длина основной Т - волны в коаксиальной линии передачи определяется соотношением

$$\Lambda_B = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{c}{f_0\sqrt{\varepsilon_r}}.$$

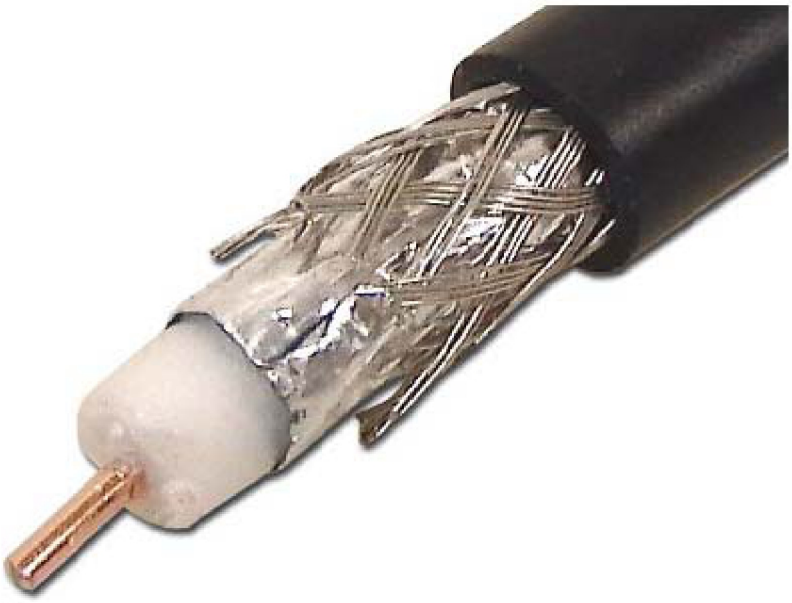
Волновое сопротивление коаксиальной линии передачи определяется соотношением

$$Z_B = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}} \lg\left(\frac{r_2}{r_1}\right),$$

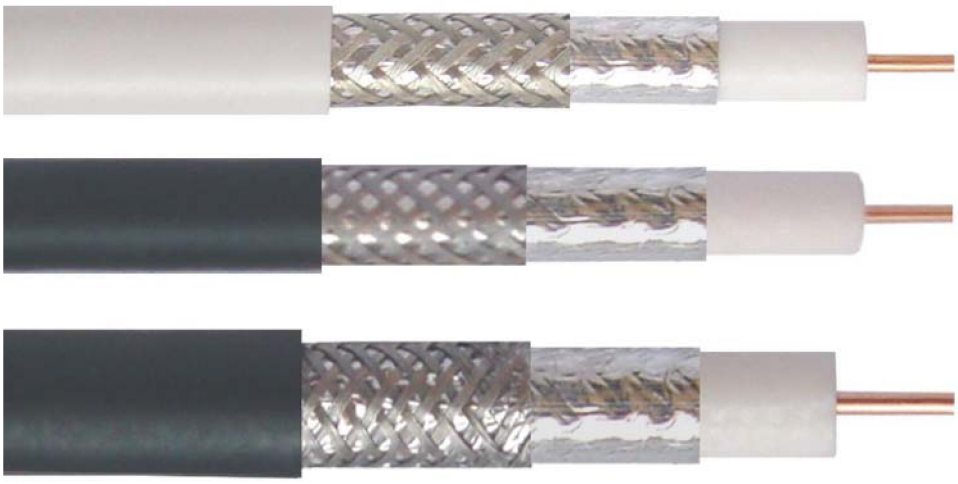
Конструкции коаксиальных линий











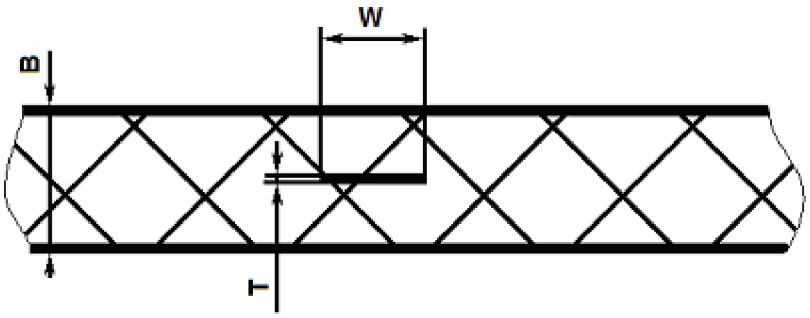




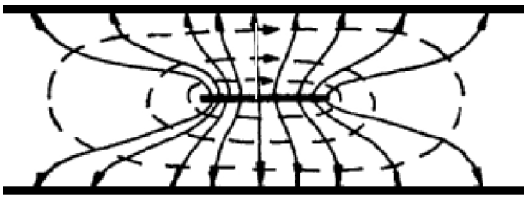
2.4 ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Симметричная полосковая линия

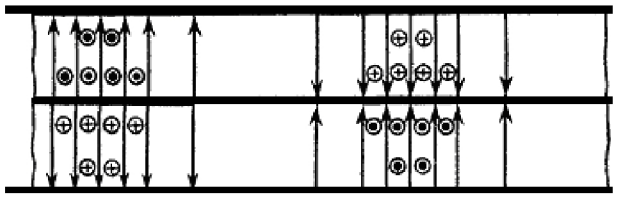
Поперечное сечение симметричной полосковой линии



Структура электрического и магнитного полей

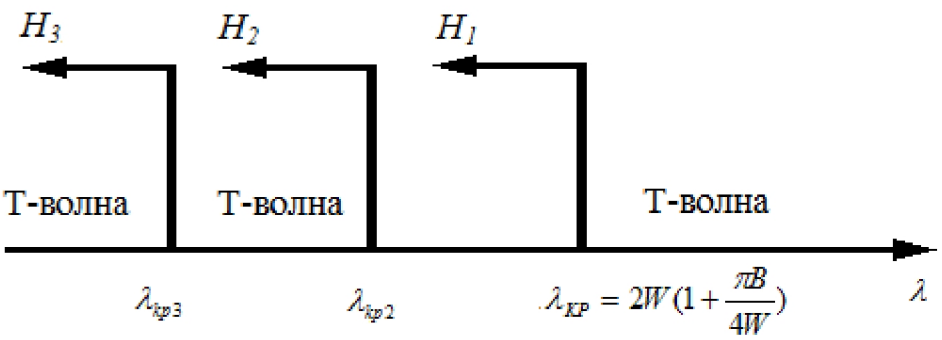


- а -



- б -

Диаграмма типов колебаний симметричной полосковой линии



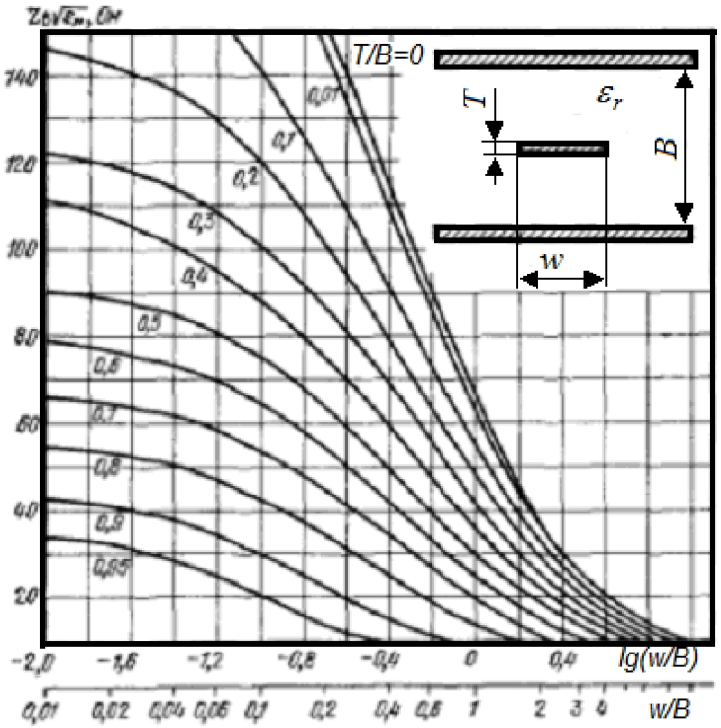
Длина основной Т-волны

$$\Lambda_B = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{c}{f_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad .$$

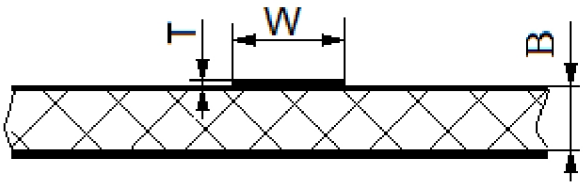
Волновое сопротивление

$$z_B = \frac{94.17}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{1+\frac{w}{B}}{\frac{T}{B}+\frac{w}{B}}\right).$$

Зависимость волнового сопротивления симметричной полосковой линии от ее размеров



Несимметричная полосковая линия



Структура поля и тока проводимости
в несимметричной полосковой линии

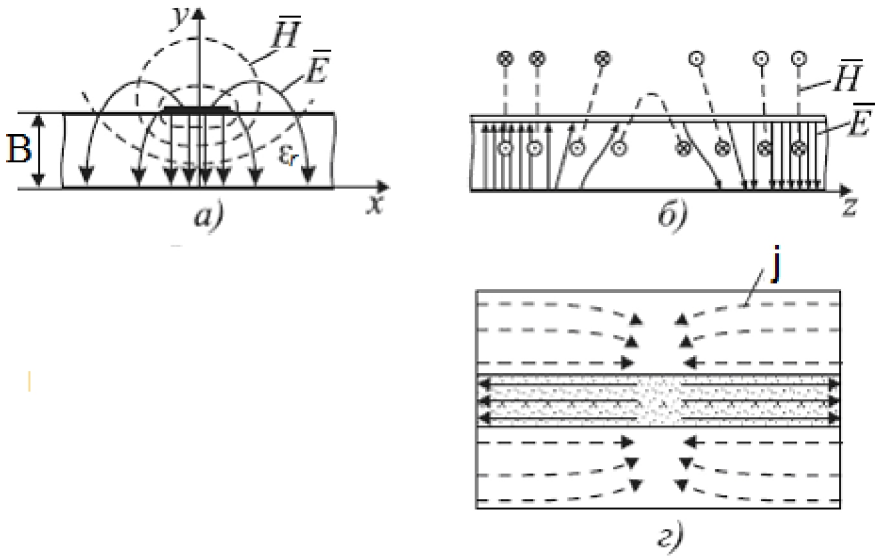
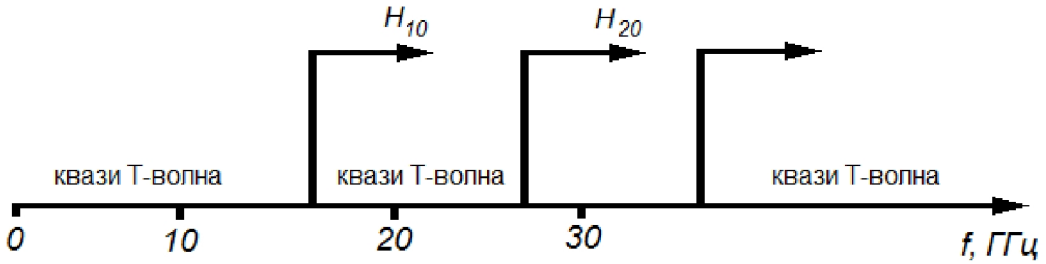


Диаграмма типов колебаний несимметричной полосковой линии



Волновое сопротивление

$$Z_B = \frac{59.95}{\sqrt{0.475 \cdot \varepsilon_r + 0.67}} \ln\left(\frac{4B}{0.536 \cdot w + 0.67 \cdot T}\right),$$

Длина основной квази Т-волны

$$\Lambda_B = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{\acute{y}\hat{o}\hat{o}}}}$$

где $\varepsilon_{\acute{y}\hat{o}\hat{o}} = \dfrac{\varepsilon_r + 1 + \dfrac{(\varepsilon_r - 1)}{k}}{2}$,

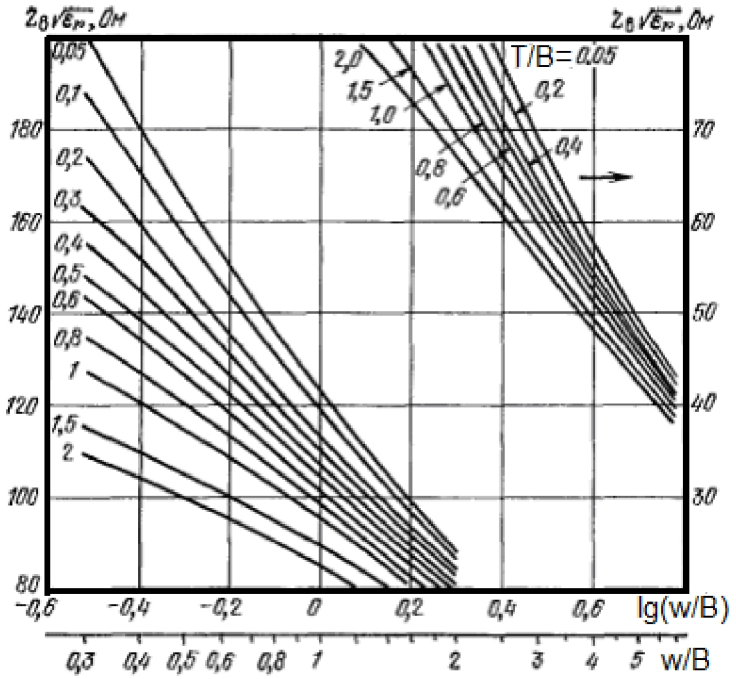
$$k = \begin{cases} \sqrt{1 + 12\dfrac{w}{B}} & \text{при } \dfrac{w}{B} > 1, \\ \dfrac{1}{0.04\left(1 + 12\dfrac{w}{B}\right)^2 + \dfrac{1}{\sqrt{1 + 12\dfrac{w}{B}}}} & \text{при } \dfrac{w}{B} < 1. \end{cases}$$

Волновое сопротивление Z_B и эффективная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{эфф}$ микрополосковой линии при $\varepsilon_r = 9.6$

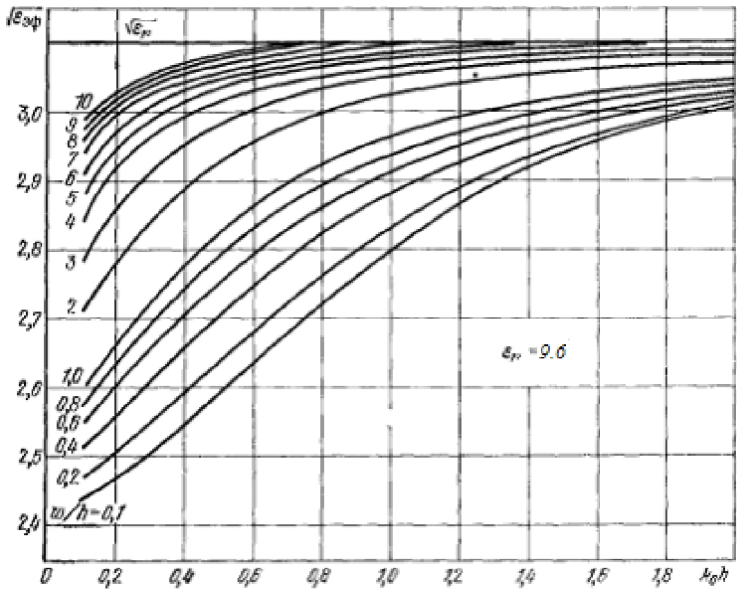
$\frac{W}{B}$	$\frac{T}{B} = 0$		$\frac{T}{B} = 0.01$		$\frac{T}{B} = 0.1$	
	Z_B, Ом	$\varepsilon_{эфф}$	Z_B, Ом	$\varepsilon_{эфф}$	Z_B, Ом	$\varepsilon_{эфф}$
0. 10	109.03	5.82	106.80	5.67	97.88	5.11
0.125	103.21	5.85	101.37	5.72	93.57	6.19
0.15	98.46	5.88	96.90	5.76	89.96	5.26
0.175	94.44	5.90	93.01	5.79	86.83	5.33
0.200	90.96	6.93	89.77	5.83	84.05	5.38
0.225	87.90	5.95	86.83	6.86	81.6	5.43
0.25	85.16	5.97	84.2	6.66	79.36	5.47
0.275	82.68	5.99	81.81	5.91	77.31	5.51
0.3	80.42	6.01	79.63	6.94	76.47	5.55
0.325	78.36	6.03	77.62	5.96	73.67	6.59
0.375	74.64	6.07	74.02	6.0	70.5	5.65
0.425	71.41	6.11	70.87	6.06	67.71	5.71
0.475	67. 56	6.14	68.55	6.09	65.2	5.77
0.5	67.73	6.16	66.70	6.1	64.04	5.79
0.55	64.79	6.19	64.4	6.14	61.87	5.64
0.6	67.57	6.22	62.22	6.18	59.89	5.69
0.65	60.63	6.26	65.23	6.21	68.06	6.93
0.7	58.66	6.28	66.39	6.24	56.36	5.97
0.75	56.92	6.31	66.68	6.28	54.7	6.01
0.8	55.31	6.34	56.01	6.31	53.31	6.06
0.85	53.6	6.37	53.6	6.34	51.93	6.09
0.9	52.38	6.4	52.2	6.37	50.63	6.13
0.95	61.05	6.42	50.88	6.4	49.4	6.16
1.0	49.79	6.45	49.64	6.42	46.73	6.19
1.25	44.43	6.58	44.34	6.66	43.74	6.36
1.5	40.19	6.68	40.13	6.68	39.25	6.49
1.75	36.74	6.6	36.71	6.79	35.96	6.62

2.0	33.87	6.9	33.84	6.89	30.74	6.73
2.5	79.33	7.08	29.32	7.07	28.89	6.94
3.0	75.9	7.43	25.69	7.23	25.57	7.11
3.5	73.7	7.37	73.19	7.37	27.95	7.76
4.0	21.02	7.49	21.01	7.48	20.83	7.4
4.5	19.22	7.60	19.21	7.69	19.08	7.51
5.0	17.71	7.69	17.7	7.6	17.6	7.62
5.5	16.43	7.78	16.4	7.77	16.33	7.72
6.0	15.31	7.86	15.29	7.84	15.24	7.6
6.5	14.34	7.93	14.31	7.91	4.28	7.88
7.0	13.49	8.0	13.45	7.98	13.44	7.96
7.5	12.13	8.06	12.69	6.03	12.69	6.03
8.0	12.05	8.12	12.01	8.09	13.01	8.09
8.5	11.44	8.18	11.4	8.14	11.41	6.15
9.0	10.89	6.23	10.84	6.18	10.86	8.2
9.5	10.39	8.28	10.34	8.23	10.37	8.25
10.0	9.93	8.32	9.88	8.27	9.91	8.3

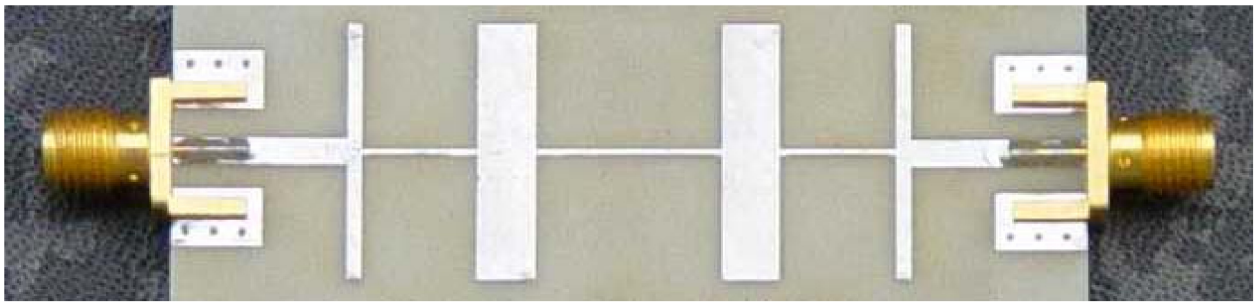
Зависимость волнового сопротивления от параметров микрополосковой линии

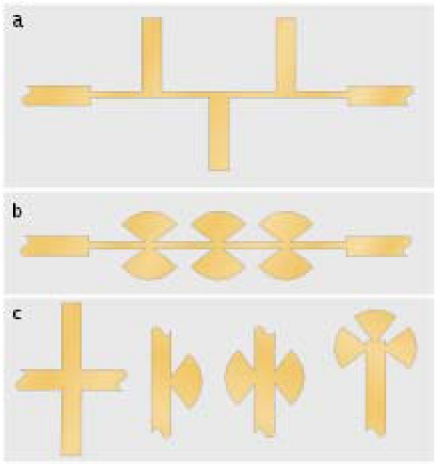


Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости от параметров микрополосковой линии при $\varepsilon_r = 9.6$.

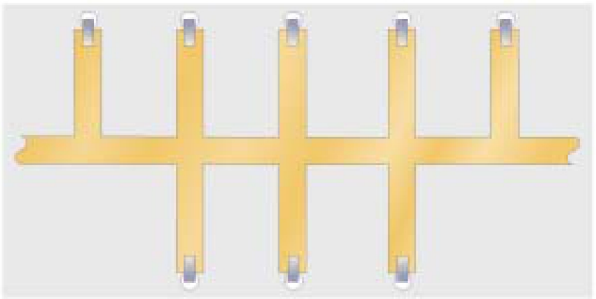


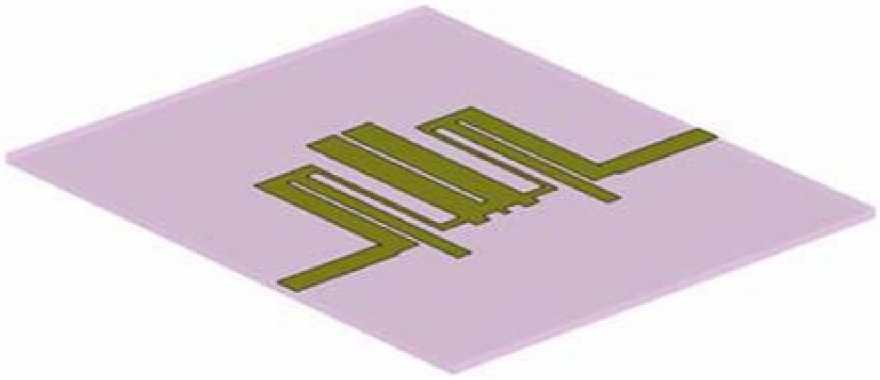
Конструкции устройств на полосковых линиях





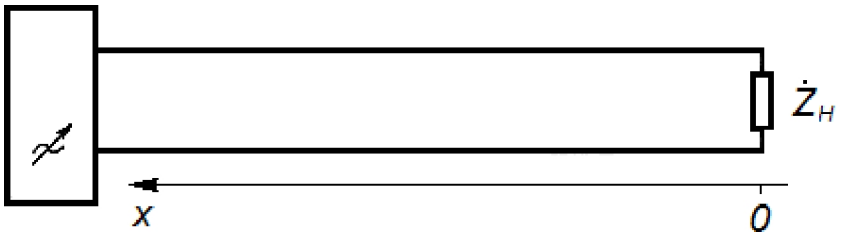






2.5 ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ

Линия передачи, нагруженная на комплексное сопротивление $\dot{Z}_H$



Коэффициент отражения, входное сопротивление и распределение напряжения и тока в линии передачи без потерь

Коэффициент отражения

$$\dot{\Gamma}(x)=\frac{\dot{U}_{отр}(x)}{\dot{U}_{пад}(x)}=\frac{\dot{U}_{отр}(0)}{\dot{U}_{пад}(0)}e^{-i2\beta x}=\dot{\Gamma}_H\cdot e^{-i2\beta x}.$$

$$\dot{\Gamma}_H=\left|\dot{\Gamma}_H\right|e^{+i\varphi_н}=\frac{\dot{U}_{отр}(0)}{\dot{U}_{пад}(0)}.$$

Входное сопротивление

$$\dot{Z}_{BX}(x)=R_{BX}(x)+i\cdot X_{BX}(x)=\frac{\dot{U}(x)}{\dot{I}(x)}=\frac{\dot{U}_{пад}(x)+\dot{U}_{отр}(x)}{\dot{I}_{пад}(x)+\dot{I}_{отр}(x)}=$$

$$=\frac{\dot{U}_{пад}(0)e^{+i\beta x}+\dot{U}_{отр}(0)e^{-i\beta x}}{\dot{I}_{пад}(0)e^{+i\beta x}-\dot{I}_{отр}(0)e^{-i\beta x}}=Z_B\cdot\frac{1+\dot{\Gamma}_He^{-i2\beta x}}{1-\dot{\Gamma}_He^{-i2\beta x}}.$$

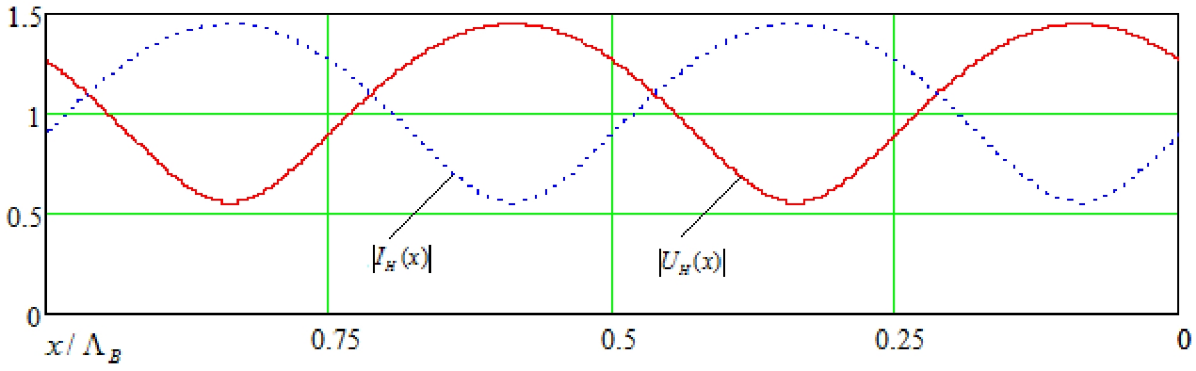
$$\dot{\Gamma}_H=\left|\dot{\Gamma}_H\right|e^{+i\varphi_н}=\frac{\dot{Z}_H-Z_B}{\dot{Z}_H+Z_B}.$$

Напряжение и ток в линии передачи

$$\begin{cases} \dot{U}(x) = \dot{U}_{пад}(x)[1 + \dfrac{\dot{U}_{отр}(x)}{\dot{U}_{пад}(x)}] = \dot{U}_{пад}(x)[1 + \dot{\Gamma}_H e^{-i2\beta x}] \\ \dot{I}(x) = \dot{I}_{пад}(x)[1 + \dfrac{\dot{I}_{отр}(x)}{\dot{I}_{пад}(x)}] = \dot{I}_{пад}(x)[1 - \dot{\Gamma}_H e^{-i2\beta x}] \end{cases}.$$

$$\begin{cases} |U_H(x)| = \left|\dfrac{\dot{U}(x)}{\dot{U}_{пад}(x)}\right| = \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}_H|^2 + 2|\dot{\Gamma}_H|\cos(2\beta x - \varphi_H)} \\ |I_H(x)| = \left|\dfrac{\dot{I}(x)}{\dot{I}_{пад}(x)}\right| = \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}_H|^2 - 2|\dot{\Gamma}_H|\cos(2\beta x - \varphi_H)} \end{cases}.$$

Распределение напряжения $|U_H(x)|$ и тока $|I_H(x)|$ при $|\dot{\Gamma}_H|$=0.5 и $\varphi_H = \dfrac{\pi}{4}$



Максимальные и минимальные значения амплитуды напряжения и тока

$$|U_H(x)|_{\max} = \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}_H|}, \qquad |I_H(x)|_{\max} = \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}_H|},$$

$$|U_H(x)|_{\min} = \sqrt{1 - |\dot{\Gamma}_H|}, \qquad |I_H(x)|_{\min} = \sqrt{1 - |\dot{\Gamma}_H|}.$$

Коэффициент стоячей волны по напряжению

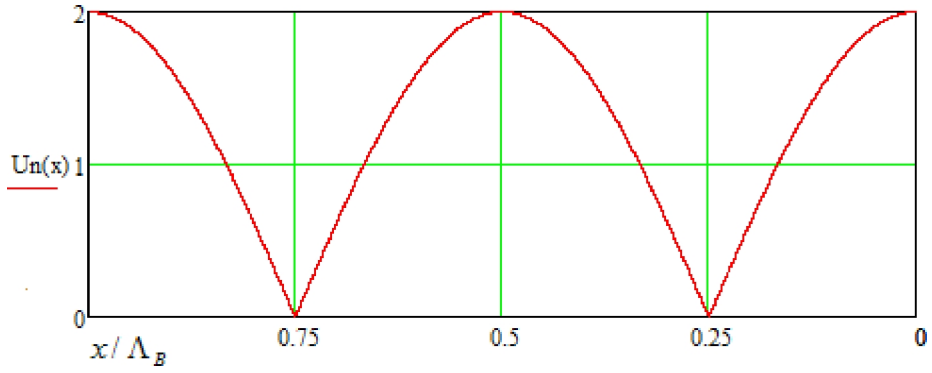
$$K_{ctV} = \frac{|U_H(x)|_{\max}}{|U_H(x)|_{\min}} = \frac{1 + |\dot{\Gamma}_H|}{1 - |\dot{\Gamma}_H|}.$$

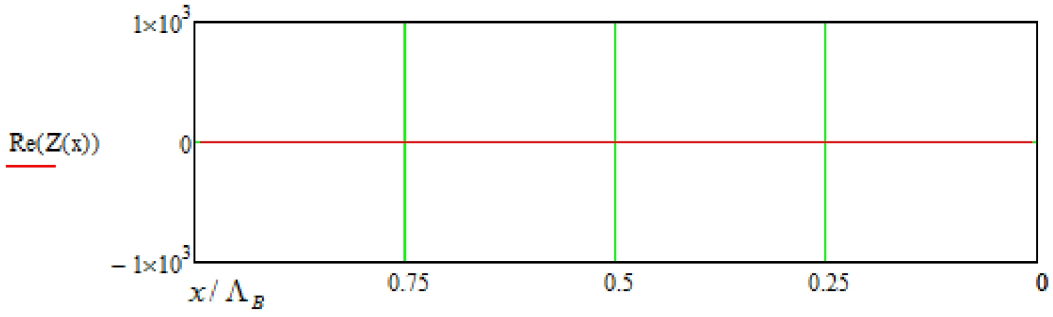
Распределение напряжения и входного сопротивления в линии передачи при $\dot{Z}_H = \infty$ (линия передачи разомкнута на конце)

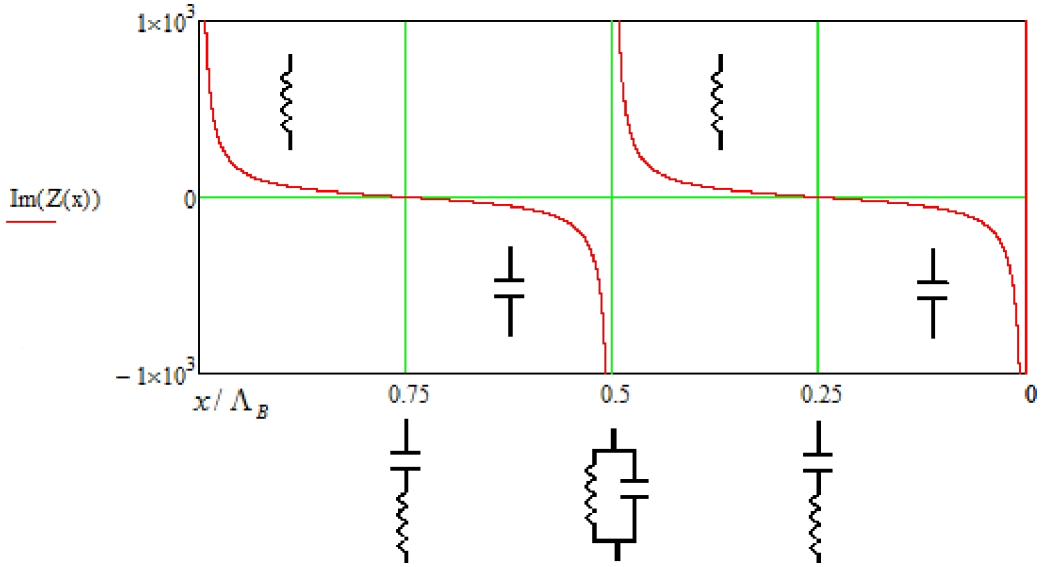
$$\dot{\Gamma}_H = 1 \quad , \quad \left|\dot{\Gamma}_H\right| = 1 \ , \ \varphi_H = 0 \, .$$

$$\left|U_H(x)\right| = \sqrt{2 + 2\cos(2\beta x)} = 2\left|\cos(\beta x)\right| ,$$

$$\dot{Z}_{BX}(x) = R_{BX}(x) + i \cdot X_{BX}(x) = Z_B \frac{1 + e^{-i2\beta x}}{1 - e^{-i2\beta x}} = 0 - iZ_B \cdot ctg(2\beta x) \, .$$





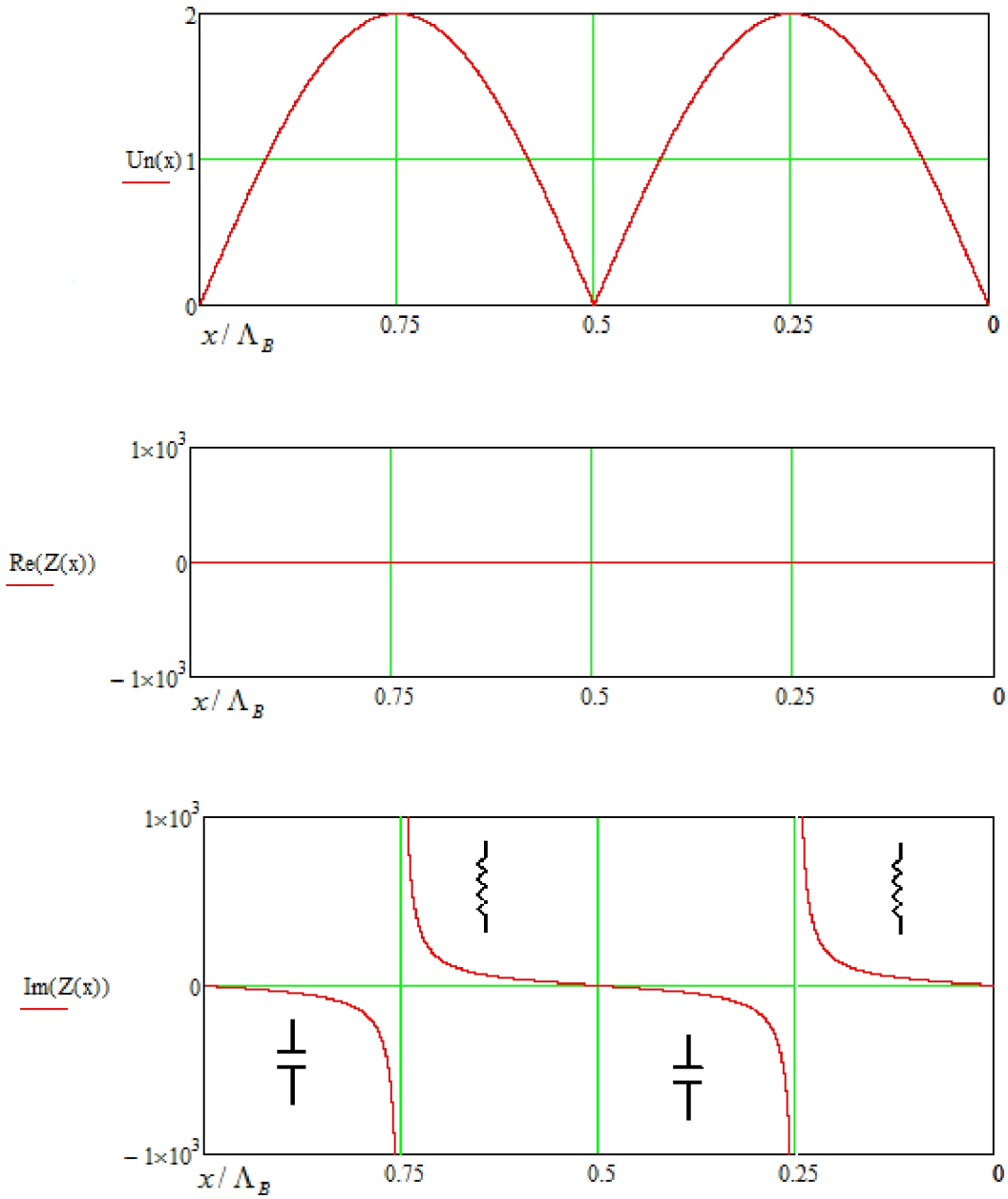


Распределение напряжения и входного сопротивления в линии передачи при $\dot{Z}_H = 0$ (линия передачи короткозамкнута на конце)

$$\dot{\Gamma}_H = -1,\ \left|\dot{\Gamma}_H\right| = 1\ ,\ \varphi_H = \pi\ ,$$

$$\left|U_H(x)\right| = 2\left|\sin(\beta x)\right|,\ \ )$$

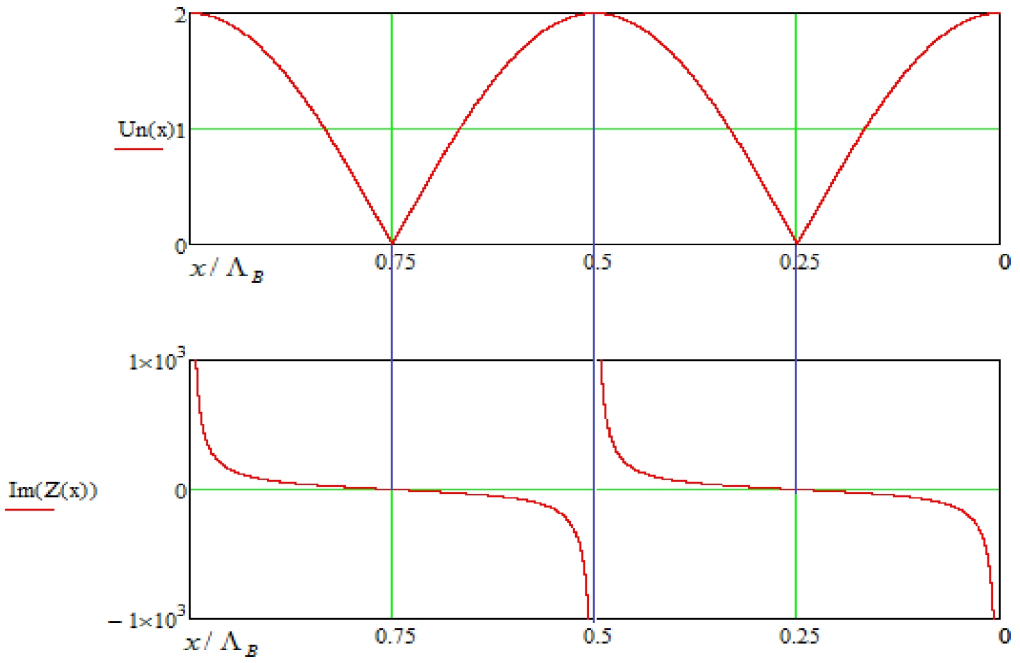
$$\dot{Z}_{BX}(x) = iZ_B \cdot tg(2\beta x)\ .$$



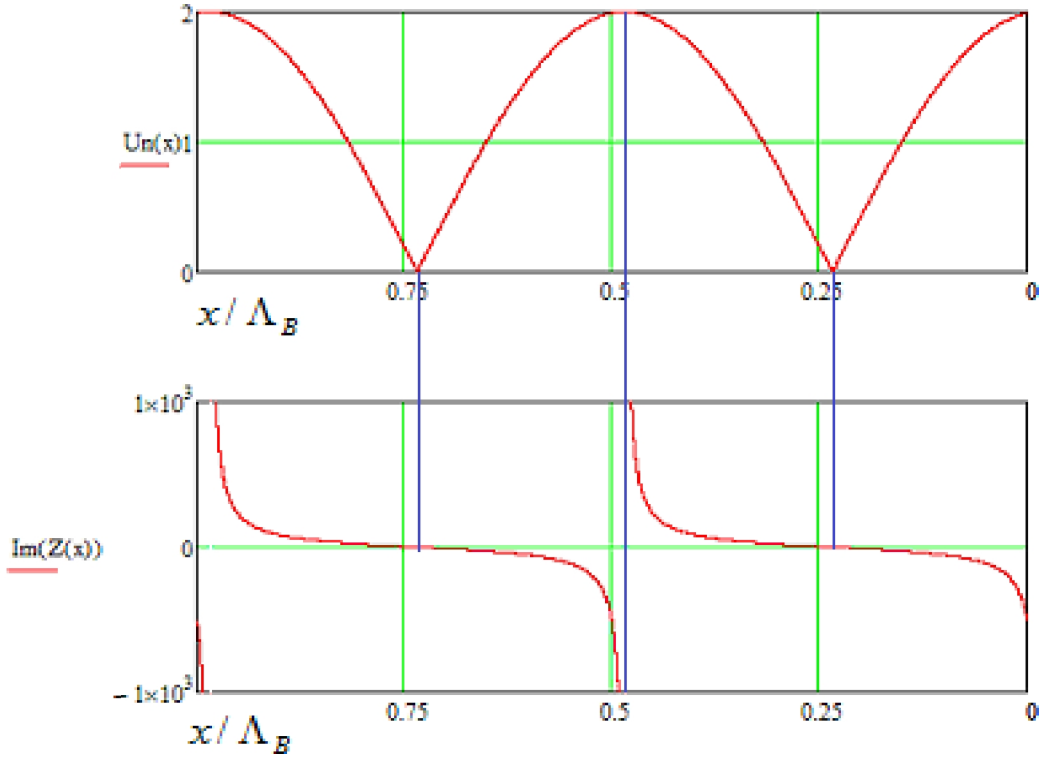
Распределение напряжения и входного сопротивления

в линии передачи при $\dot{Z}_H = iX_H$, $R_H = 0$ (реактивная нагрузка)

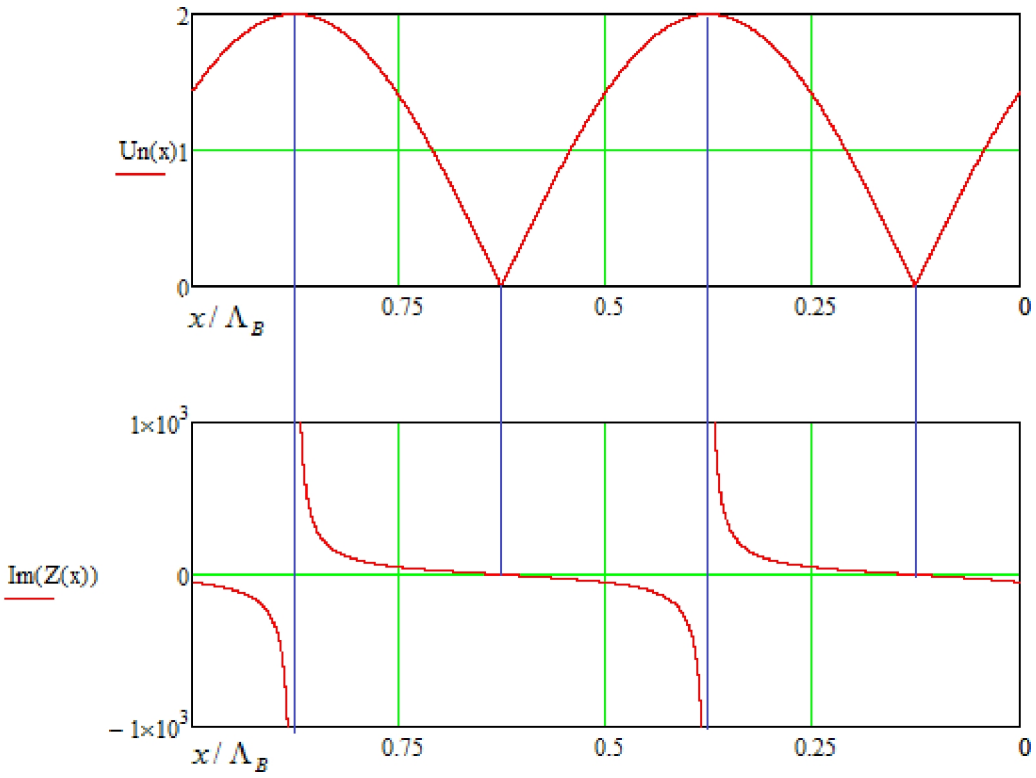
$X_H = -\infty$



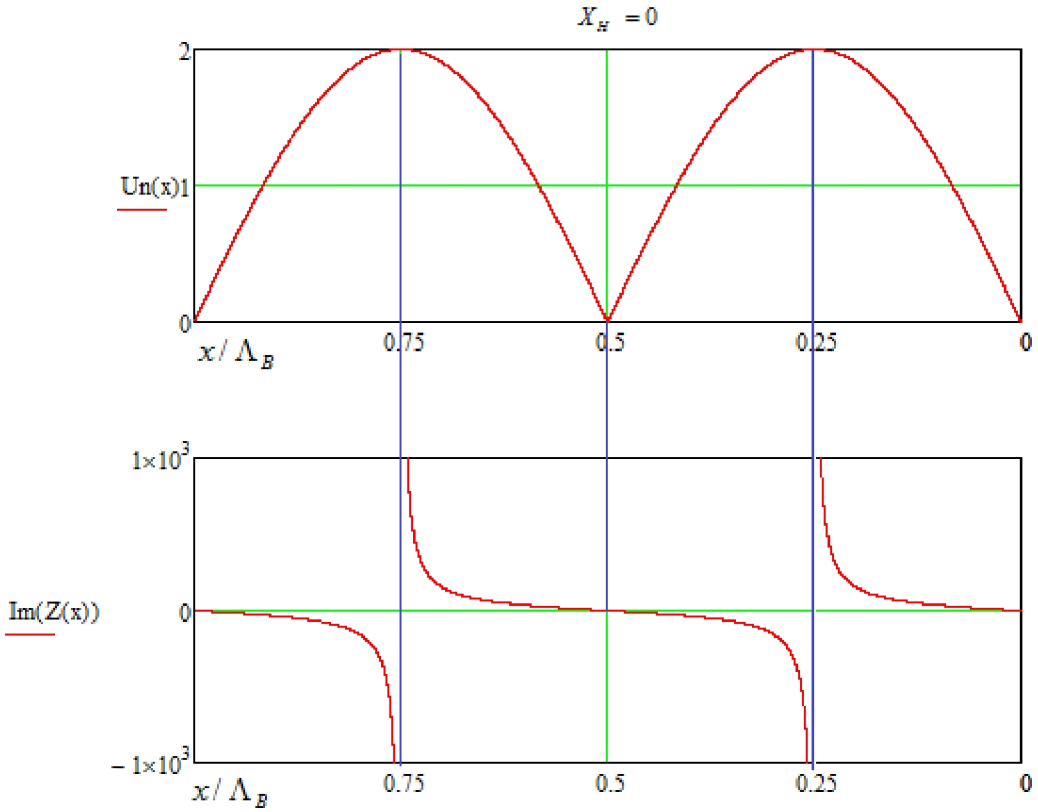
$X_H = -500$ Ом



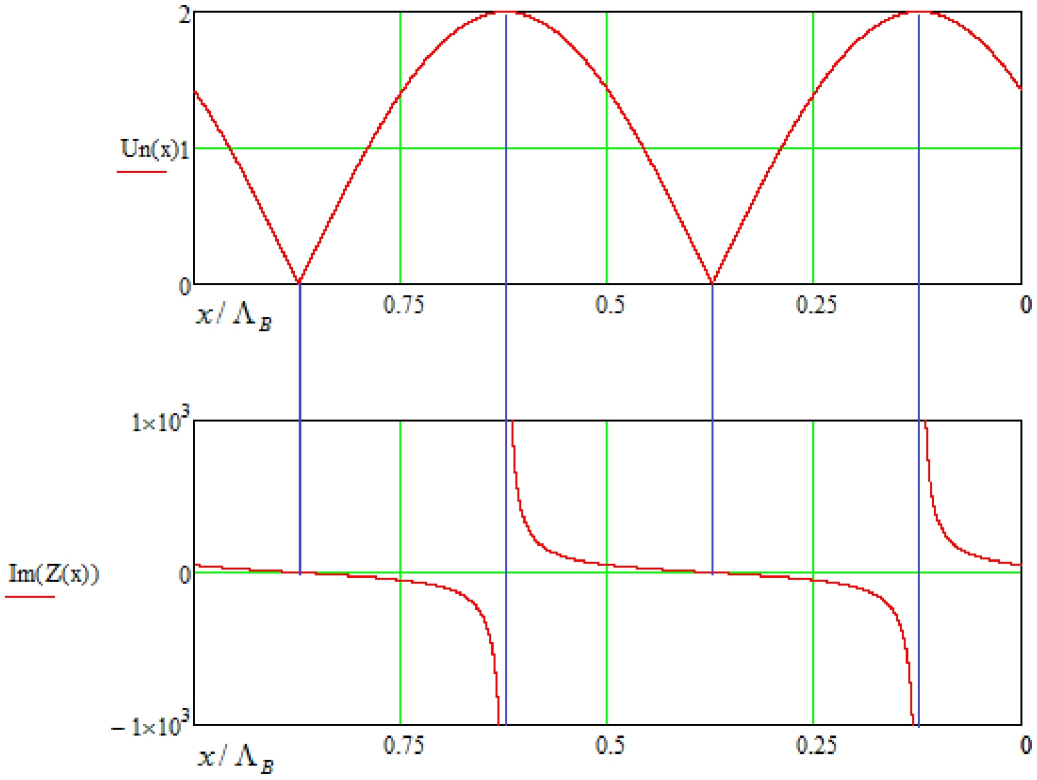
$X_н = -50$ Ом


2
Un(x)1
0
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0
1×10^3
Im(Z(x))
0
− 1×10^3
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0

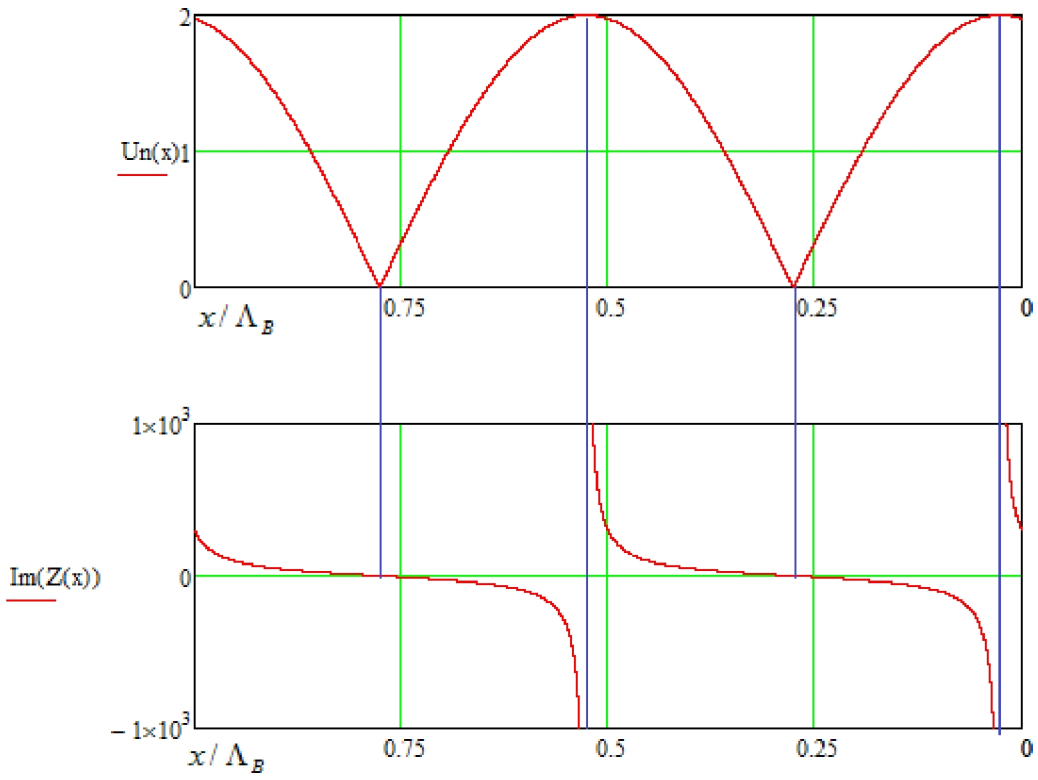
$X_н = 0$


2
Un(x)1
0
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0
1×10^3
Im(Z(x))
0
− 1×10^3
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0

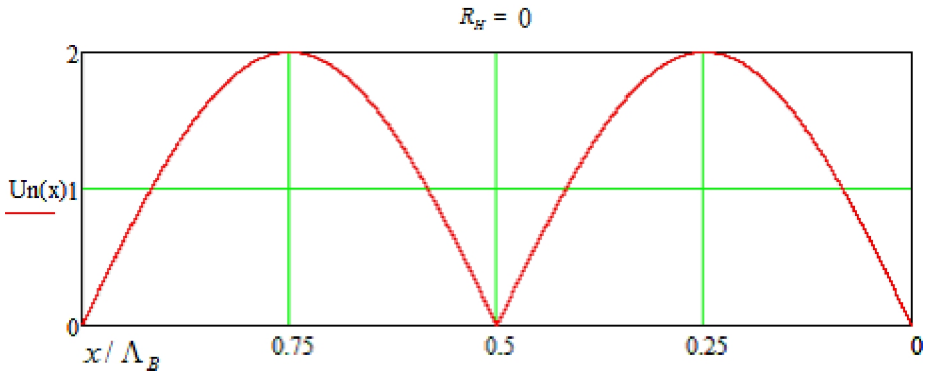
$X_н$ = 50 Ом

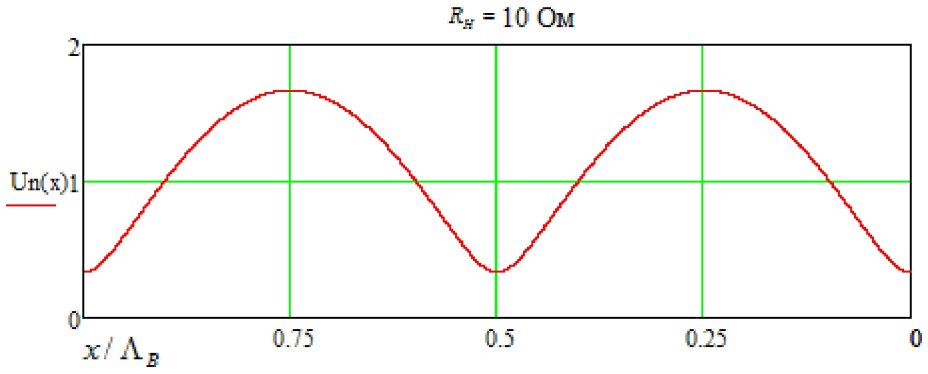


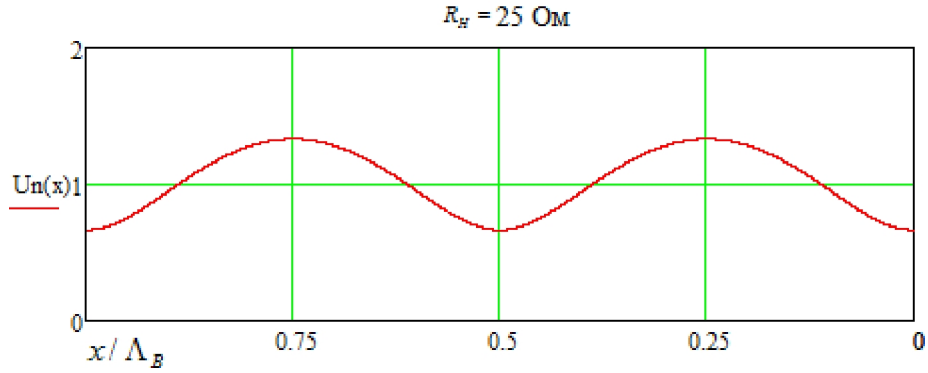
$X_н$ = 500 Ом

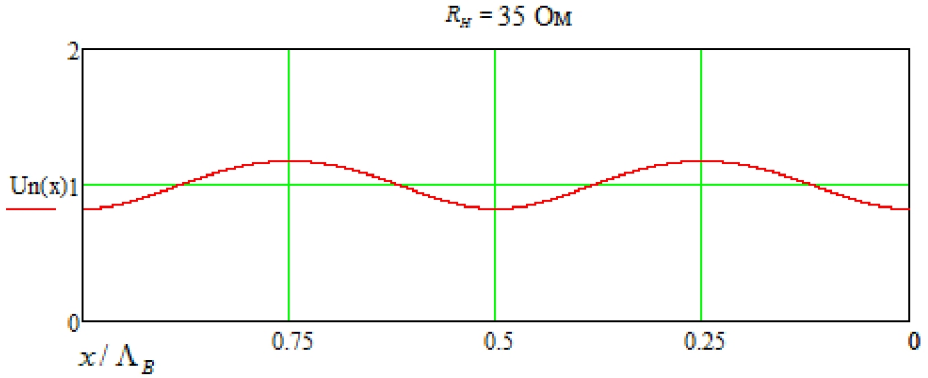


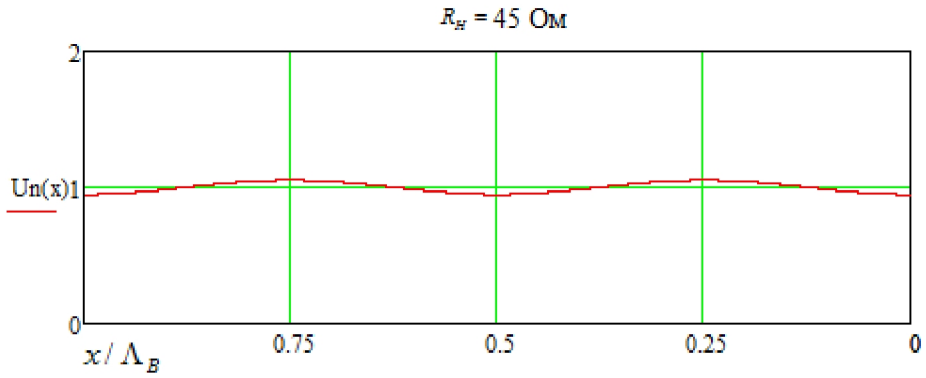
Распределение напряжения и входного сопротивления в линии передачи при $\dot{Z}_H = R_H$, $X_H = 0$ (активная нагрузка)

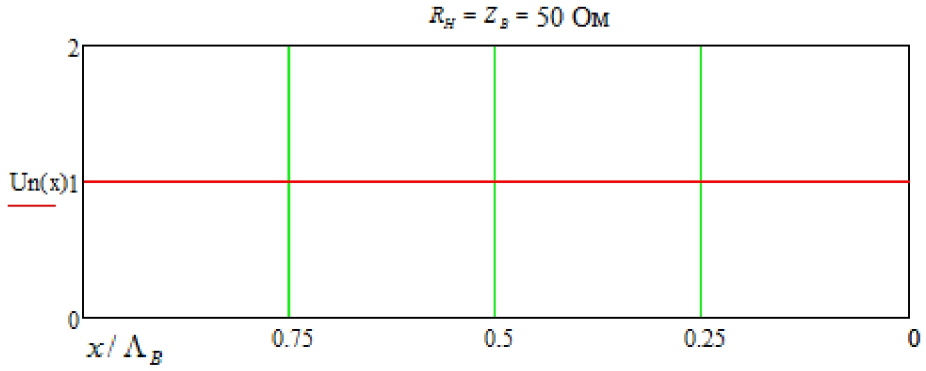


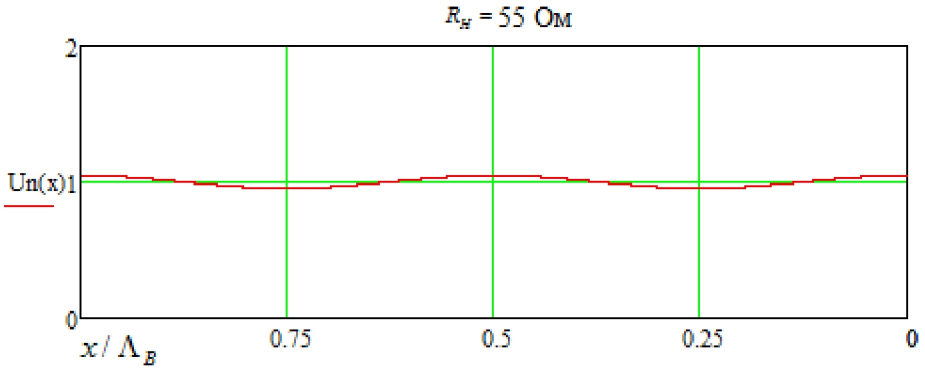


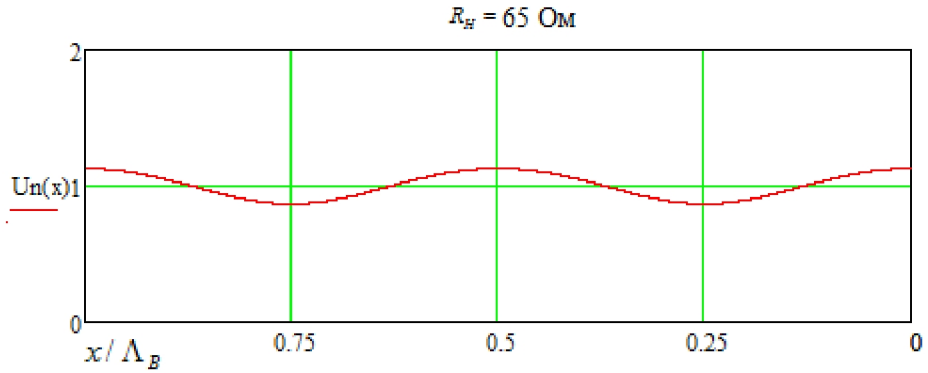


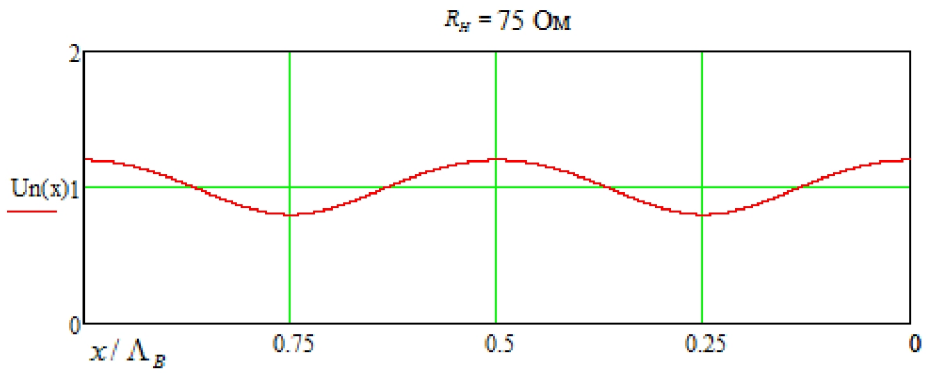


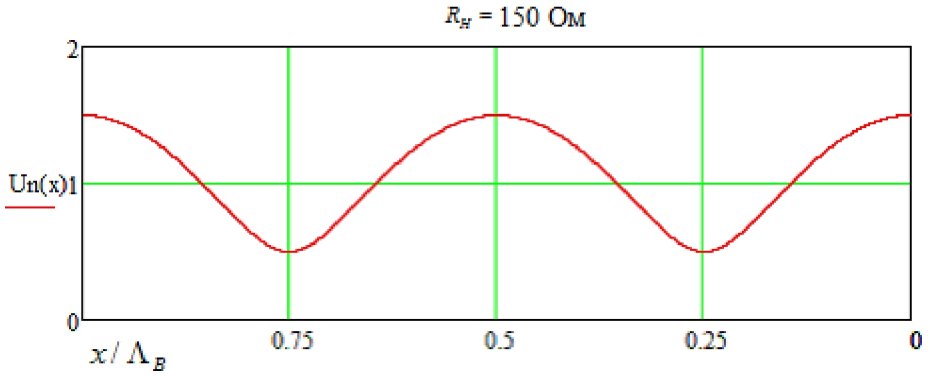

$R_н$ = 45 Ом
2
Un(x)1
0
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0

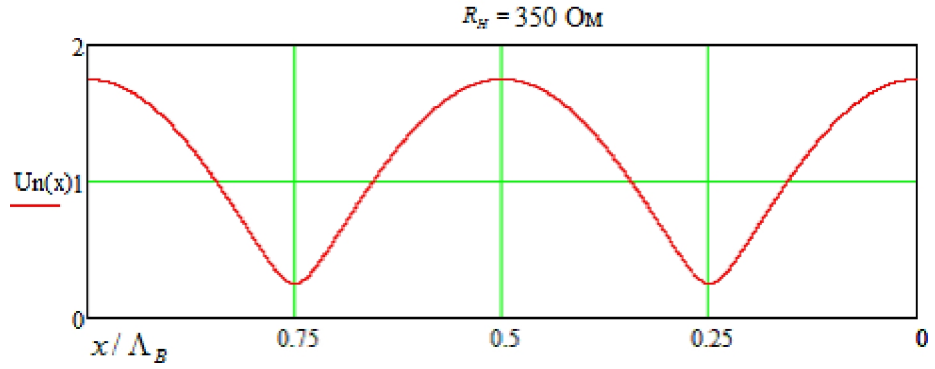

$R_н = Z_в$ = 50 Ом
2
Un(x)1
0
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0

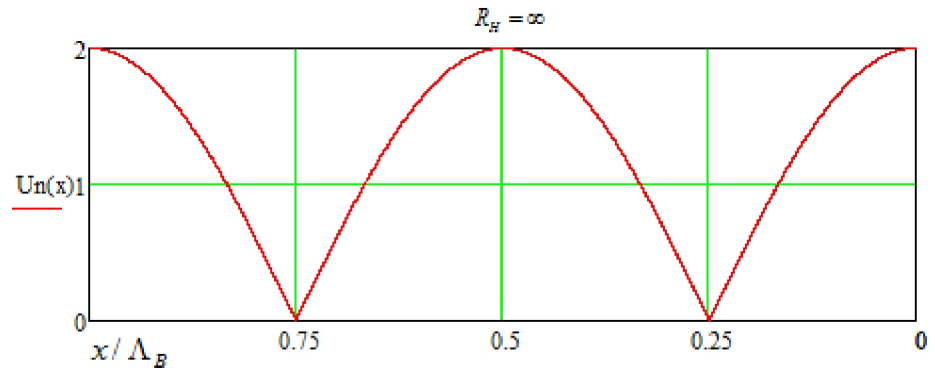

$R_н$ = 55 Ом
2
Un(x)1
0
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0


$R_н$ = 65 Ом
2
Un(x)1
0
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0


$R_н$ = 75 Ом
2
Un(x)1
0
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0

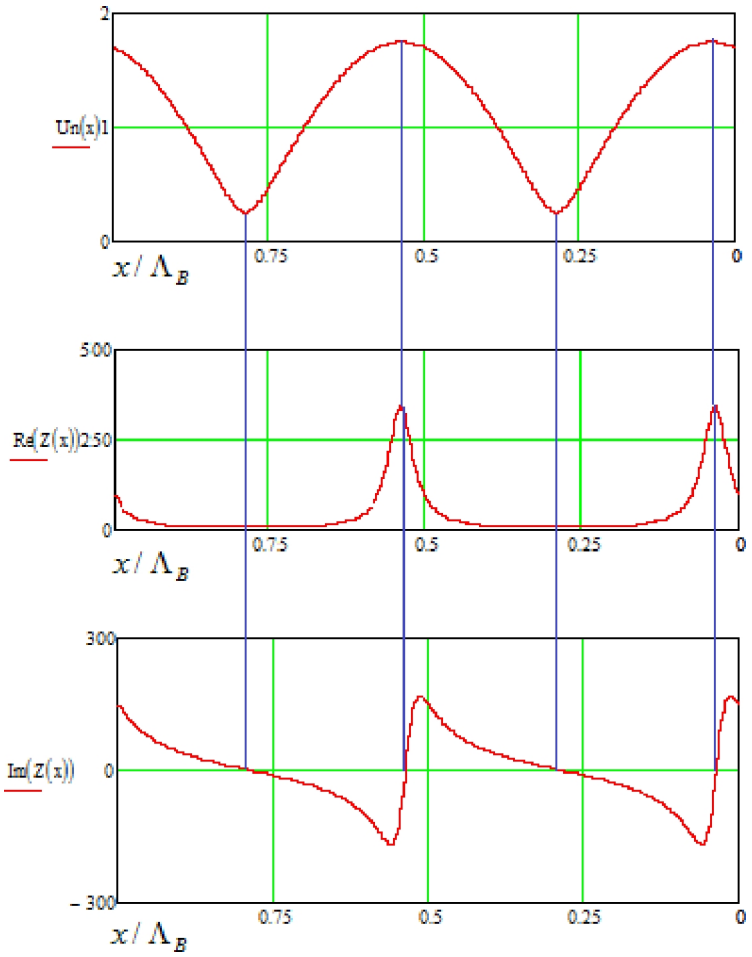

$R_н$ = 150 Ом
2
Un(x)1
0
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0


$R_н$ = 350 Ом
2
Un(x)1
0
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0


$R_н = \infty$
2
Un(x)1
0
x / Λ_B
0.75
0.5
0.25
0

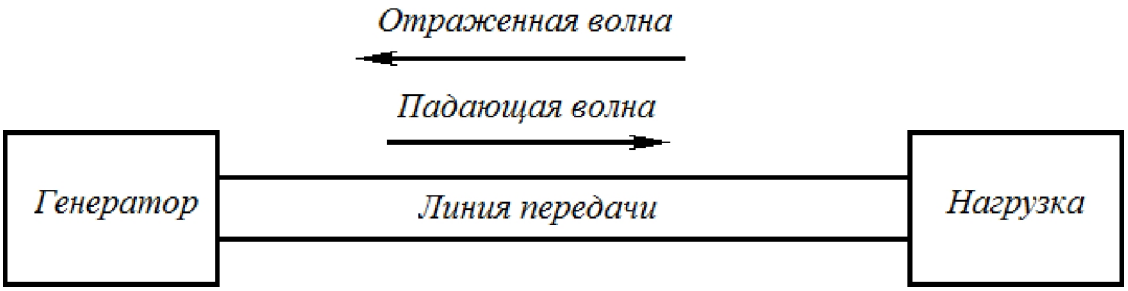
Распределение напряжения и входного сопротивления в линии передачи при $Z_B = 50$ Ом и комплексной нагрузке

$$\dot{Z}_H = R_H + iX_H = 100 + i \cdot 150 \text{ Ом}$$



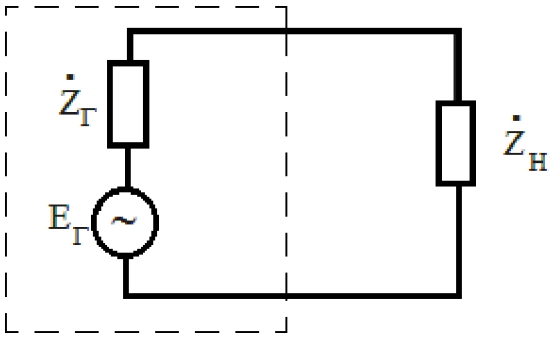
2.6 СОГЛАСОВАНИЕ В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Генератор и нагрузка, связанные между собой линией передачи



Обычное и сопряженное согласование

Эквивалентная схема генератора с подключенной нагрузкой



$$\dot{Z}_{Г} = R_{Г} + iX_{Г},\ \dot{Z}_{Н} = R_{Н} + iX_{Н}$$

Условие обычного согласования

$$\dot{\Gamma}_{Н} = \left|\dot{\Gamma}_{Н}\right|\exp(i\varphi_{Н}) = \frac{\dot{Z}_{Н} - \dot{Z}_{Г}}{\dot{Z}_{Н} + \dot{Z}_{Г}} = 0,$$

$$\dot{Z}_{Н} = \dot{Z}_{Г}.$$

Условие сопряженного согласования

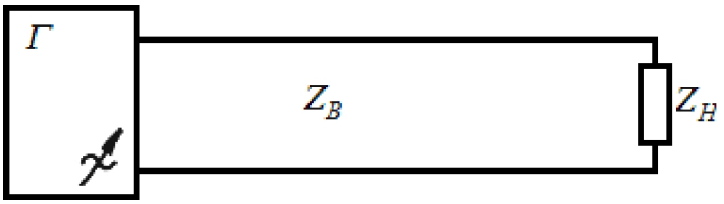
Максимум активной мощности

$$P_{a} = \frac{E_{Г}^{2} R_{Н}}{2[(R_{Г} + R_{Н})^{2} + (X_{Г} + X_{Н})^{2}]}$$

$$\begin{cases} X_{Г} + X_{Н} = 0, \\ R_{Г} = R_{Н}. \end{cases}$$

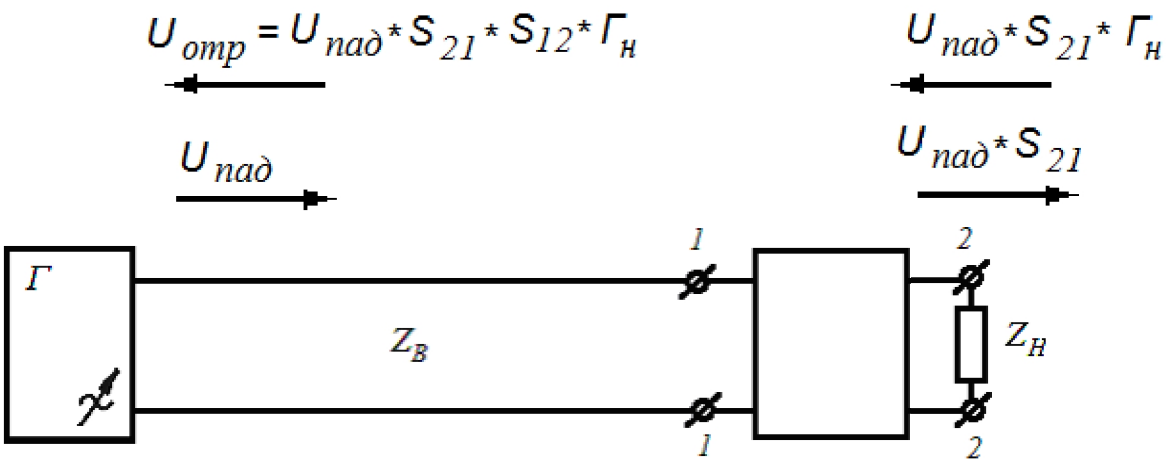
$$\dot{Z}_{Г} = \overset{*}{Z}_{Н}$$

Способы обычного согласования нагрузки с линией передачи



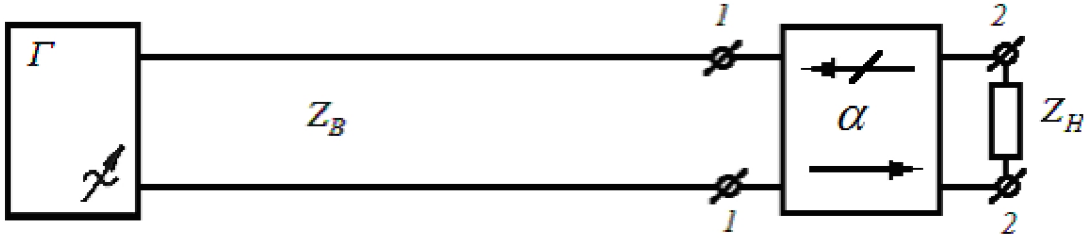
$$\tilde{A}_{\dot{I}} = \left|\tilde{A}_{\dot{I}}\right| \exp(i\varphi_{\dot{I}}) = \frac{\dot{Z}_{\dot{I}} - Z_B}{\dot{Z}_{\dot{I}} + Z_B} \neq 0,$$

Согласование комплексной нагрузки $\dot{Z}_{\dot{I}} = R_{\dot{I}} + iX_{\dot{I}}$ с линией передачи с помощью диссипативного четырехполюсника

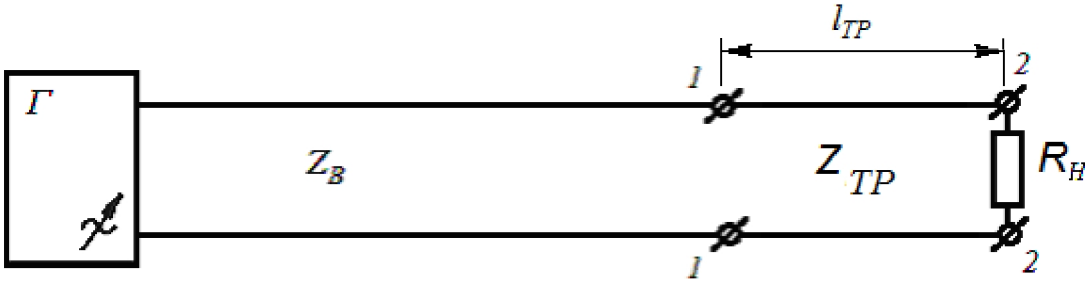


$$\tilde{A}_{\hat{A}\tilde{O}\ 1\text{–}1} = \dot{S}_{21}\dot{S}_{12}\tilde{A}_{\dot{I}},$$
$$\left|\dot{S}_{21}\right| = \left|\dot{S}_{12}\right| < 1$$
$$\left|\tilde{A}_{\hat{A}\tilde{O}\ 1\text{–}1}\right| < \left|\dot{I}_{H}\right|$$

Согласование комплексной нагрузки $\dot{Z}_{\dot{I}}$ с линией передачи с помощью ферритового вентиля



Согласование активного сопротивления нагрузки $\dot{Z}_Í = R_Í$, $X_Í = 0$ с линией передачи с помощью четвертьволнового согласующего трансформатора

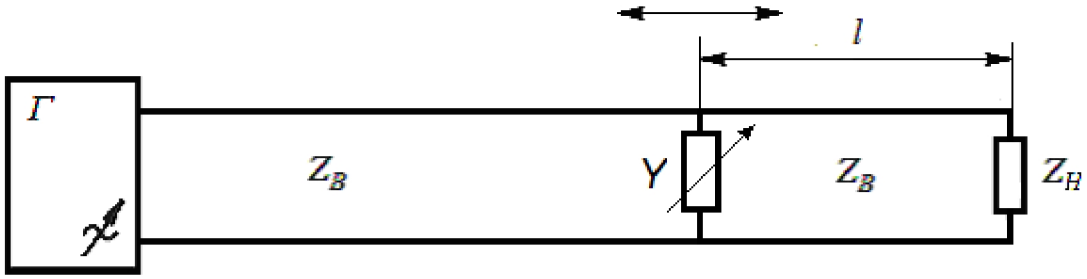


$$\dot{Z}_{BX}(x) = R_{BX}(x) + i \cdot X_{BX}(x) = Z_B \cdot \frac{1 + \dot{Ã}_H e^{-i2\beta x}}{1 - \dot{Ã}_H e^{-i2\beta x}}.$$

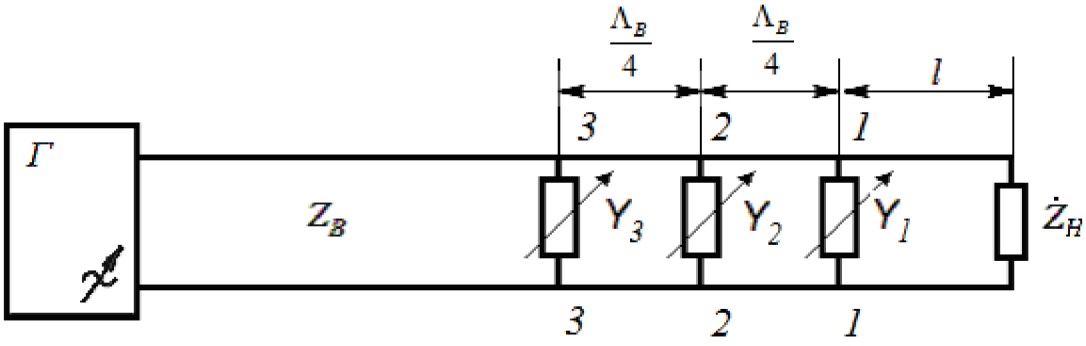
$$l_{ÒÐ} = \frac{\lambda_{ÒÐ}}{4}, \quad \dot{Z}_{ÂÕ}\left(\frac{\lambda_{ÒÐ}}{4}\right) = R_{ÂÕ}\left(\frac{\lambda_{ÒÐ}}{4}\right) = \frac{Z_{ÒÐ}^2}{R_Í} = Z_Â$$

$$l_{ÒÐ} = \frac{\lambda_{ÒÐ}}{4},$$
$$Z_{TP} = \sqrt{Z_B \cdot R_H}$$

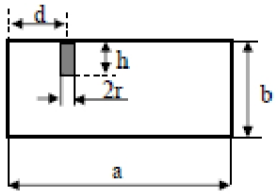
Согласование комплексной нагрузки $\dot{Z}_Í = R_Í + iX_Í$ с линией передачи с помощью подвижной реактивной нерегулярности



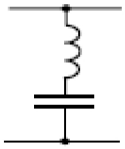
Согласование комплексной нагрузки $\dot{Z}_Í = R_Í + iX_Í$ с линией передачи с помощью трех нерегулярностей



Штырь в прямоугольном волноводе

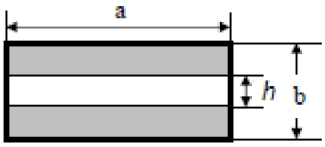


- а -

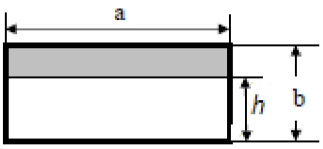


- б -

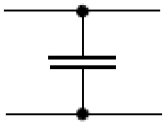
Емкостные диафрагмы



- а -



- б -



- в -

$$B_C = \frac{4b}{Z_B \lambda_B} \ln[\cos ec(\frac{\pi h}{2b}) \cos ec(\frac{\pi y_0}{b})].$$

Здесь λ_B - длина волны в прямоугольном волноводе,

h - высота диафрагмы,

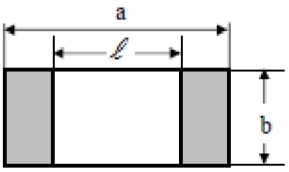
a, b - размеры широкой и узкой стенок прямоугольного волновода,

$y0$ - расстояние от оси диафрагмы до нижней стенки волновода:

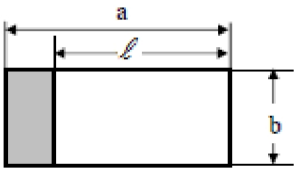
$y_0 = b/2$ - для симметричной диафрагмы ,

$y_0 = h/2$ - для несимметричной диафрагмы .

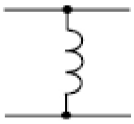
Индуктивные диафрагмы



- а -



- б -



- в -

$$B_L = \frac{\lambda_B}{Z_B a} ctg(\frac{\pi\ l}{2a})[1 + \sec(\frac{\pi\ l}{2a}) ctg^2(\frac{\pi\ x_0}{a})],$$

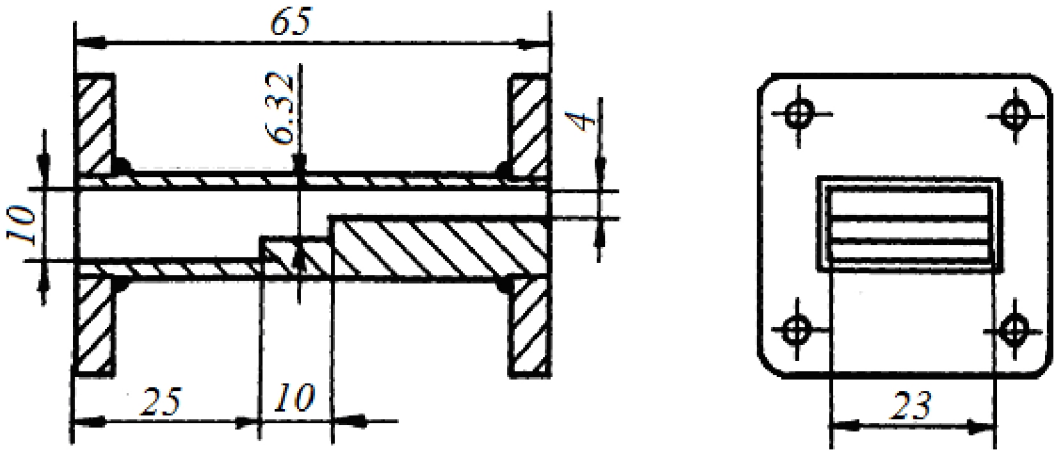
где l - ширина диафрагмы;

x_0 - расстояние от оси диафрагмы до узкой стенки волновода:

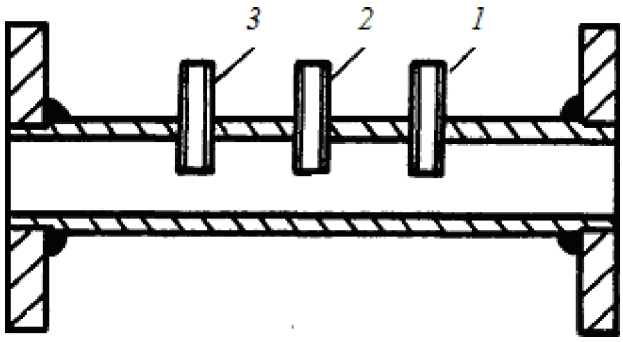
$x_0 = a/2$ - для симметричной диафрагмы (рисунок 3.13а),

$x_0 = l/2$ - для несимметричной диафрагмы (рисунок 3.136).

Согласованный волноводный переход
с сечения 23 х 10 мм^2 на сечение 23 х 4 мм^2

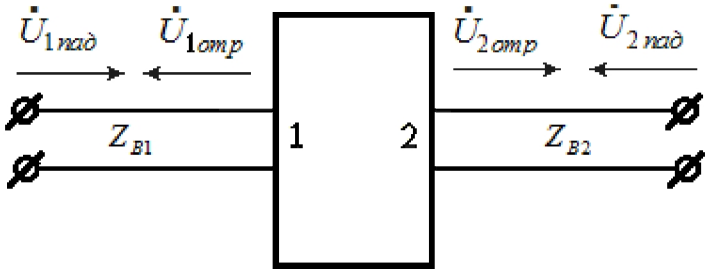


Согласующий четырехполюсник
с тремя нерегулярностями на основе прямоугольного волновода



2.7 МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ СВЧ-ДИАПАЗОНА

Представление СВЧ-устройства в виде четырехполюсника



$$\begin{cases} \dot{U}_{1îòð} = \dot{S}_{11}\dot{U}_{1ïàä} + S_{12}\dot{U}_{2ïàä} \\ \dot{U}_{2îòð} = \dot{S}_{21}\dot{U}_{1ïàä} + \dot{S}_{22}\dot{U}_{2ïàä} \end{cases},$$

где $\dot{S}_{11}$, $\dot{S}_{21}$, $\dot{S}_{12}$, $\dot{S}_{22}$ - элементы матрицы рассеяния.

$$\dot{S}_{mn} = \left|\dot{S}_{mn}\right| \cdot \exp(i\varphi_{mn}), \text{ где } \; m,n = 1,2$$

Система уравнений в матричной форме

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1îòð} \\ \dot{U}_{2îòð} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{1ïàä} \\ \dot{U}_{2ïàä} \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1îòð} \\ \dot{U}_{2îòð} \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{1ïàä} \\ \dot{U}_{2ïàä} \end{bmatrix}.$$

Физический смысл элементов матрицы рассеяния

На четырехполюсник падает только волна в первой линии передачи $\dot{U}_{1ïàä} \neq 0$, амплитуда падающей волны во второй линии передачи $\dot{U}_{2ïàä} = 0$.

Из системы уравнений

$$\begin{cases} \dot{U}_{1îòð} = \dot{S}_{11}\dot{U}_{1ïàä} \\ \dot{U}_{2îòð} = \dot{S}_{21}\dot{U}_{1ïàä} \end{cases}.$$

$$\dot{S}_{11} = \frac{\dot{U}_{1отр}}{\dot{U}_{1пад}} \quad при \ \dot{U}_{2пад} = 0,$$

$$\dot{S}_{21} = \frac{\dot{U}_{2отр}}{\dot{U}_{1пад}} \quad при \ \dot{U}_{2пад} = 0.$$

$\dot{S}_{11}$ - коэффициент отражения на входе 1 четырехполюсника при включении на входе 2 согласованной нагрузки;

$\dot{S}_{21}$ - коэффициент передачи из 1-го входа на 2-ой вход при согласовании 2-го входа.

$\dot{S}_{12}$ - коэффициент передачи из 2-го входа на 1-ой вход при согласовании 1-го входа,

$\dot{S}_{22}$ - коэффициент отражения на входе 2 четырехполюсника при включении на входе 1 согласованной нагрузки.

Второй вид зависимости связывает волны в первой ($\dot{U}_{1\text{ïàä}}$,$\dot{U}_{1\text{îòð}}$) и второй ($\dot{U}_{2\text{ïàä}}$,$U_{2\text{îòð}}$) линиях передачи

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1\text{ïàä}} \\ \dot{U}_{1\text{îòð}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{T}_{11} & \dot{T}_{12} \\ \dot{T}_{21} & \dot{T}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{2\text{ïàä}} \\ \dot{U}_{2\text{îòð}} \end{bmatrix},$$

Элементы матриц рассеяния $[S]$ и передачи $[T]$ связаны соотношениями

$$\begin{bmatrix} \dot{T}_{11} & \dot{T}_{12} \\ \dot{T}_{21} & \dot{T}_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\dot{S}_{21}} \begin{bmatrix} 1; & -\dot{S}_{22}; \\ \dot{S}_{11}; & \dot{S}_{12}\dot{S}_{21} - \dot{S}_{11}\dot{S}_{22}; \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\dot{T}_{11}} \begin{bmatrix} \dot{T}_{21}; & \dot{T}_{11}\dot{T}_{22} - \dot{T}_{12}\dot{T}_{21}; \\ 1; & -\dot{T}_{12}; \end{bmatrix}.$$

Взаимные, симметричные и реактивные четырехполюсники

Матрица рассеяния произвольного четырехполюсники

$$[S] = \begin{bmatrix} |\dot{S}_{11}| \cdot e^{i\varphi_{11}}; & |\dot{S}_{12}| \cdot e^{i\varphi_{12}}; \\ |\dot{S}_{21}| \cdot e^{i\varphi_{21}}; & |\dot{S}_{22}| \cdot e^{i\varphi_{22}}; \end{bmatrix}.$$

Условие взаимности для матрицы рассеяния

$$\dot{S}_{21} = \dot{S}_{12},$$

$$[S] = \begin{bmatrix} |\dot{S}_{11}| \cdot \exp(i\varphi_{11}); & |\dot{S}_{21}| \cdot \exp(i\varphi_{21}); \\ |\dot{S}_{21}| \cdot \exp(i\varphi_{21}); & |\dot{S}_{22}| \cdot \exp(i\varphi_{22}); \end{bmatrix}.$$

Условие симметрии для матрицы рассеяния

$$\begin{cases} \dot{S}_{21} = \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{22} = \dot{S}_{11} \end{cases},$$

$$[S] = \begin{bmatrix} |\dot{S}_{11}| \cdot \exp(i\varphi_{11}); & |\dot{S}_{21}| \cdot \exp(i\varphi_{21}); \\ |\dot{S}_{21}| \cdot \exp(i\varphi_{21}); & |\dot{S}_{11}| \cdot \exp(i\varphi_{11}); \end{bmatrix}.$$

Условие реактивности

$$[S]^{*}_{t} \cdot [S] = [1],$$

где $[1]$- единичная матрица,

Реактивный взаимный четырехполюсник описывается 3-мя независимыми вещественными элементами

– один модуль и две фазы, например $|\dot{S}_{11}|$, φ_{11}, φ_{22}.

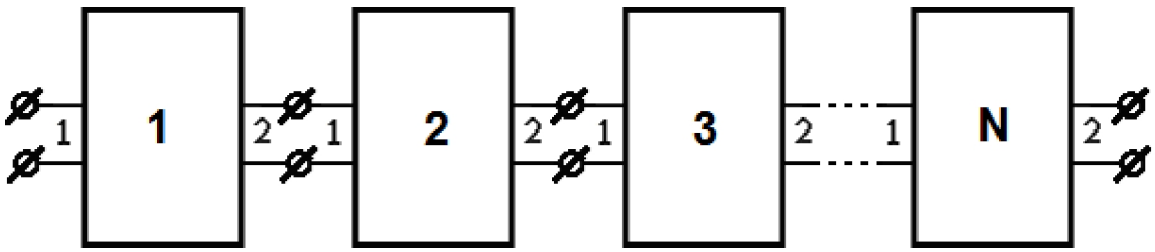
$$[S] = \begin{bmatrix} |\dot{S}_{11}| \cdot \exp(i\varphi_{11}); & \sqrt{1-|\dot{S}_{11}|^2} \cdot \exp[i(\varphi_{11} \pm \frac{\pi}{2})]; \\ \sqrt{1-|\dot{S}_{11}|^2} \cdot \exp[i(\varphi_{11} \pm \frac{\pi}{2})]; & |\dot{S}_{11}| \cdot \exp(i\varphi_{22}); \end{bmatrix}.$$

Реактивный взаимный симметричный четырехполюсник описывается 2-мя независимыми вещественными элементами

- один модуль и одна фаза, например $|S_{11}|$, φ_{11}

$$[S] = \begin{bmatrix} |\dot{S}_{11}| \cdot \exp(i\varphi_{11}); & \sqrt{1-|\dot{S}_{11}|^2} \cdot \exp[i(\varphi_{11} \pm \frac{\pi}{2})]; \\ \sqrt{1-|\dot{S}_{11}|^2} \cdot \exp[i(\varphi_{11} \pm \frac{\pi}{2})]; & |\dot{S}_{11}| \cdot \exp(i\varphi_{11}); \end{bmatrix}.$$

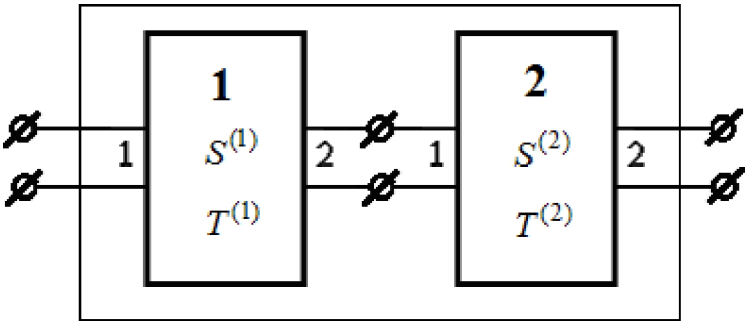
Каскадное соединение четырехполюсников



Результирующая матрица передачи каскадного соединения N четырехполюсников

$$[T]=\left[T^{(1)}\right]\cdot\left[T^{(2)}\right]\cdot\left[T^{(3)}\right]\cdot\ \ldots\ \left[T^{(N)}\right].$$

Результирующая матрица рассеяния каскадного соединения двух четырехполюсников



$$\dot{S}_{11}=\dot{S}_{11}^{(1)}+\dot{S}_{12}^{(1)}\cdot\left(1-\dot{S}_{11}^{(2)}\cdot\dot{S}_{22}^{(1)}\right)^{-1}\cdot\dot{S}_{11}^{(2)}\cdot\dot{S}_{21}^{(1)},$$

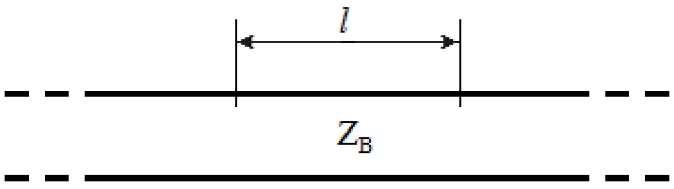
$$\dot{S}_{12}=\dot{S}_{12}^{(1)}\cdot\left(1-\dot{S}_{11}^{(2)}\cdot\dot{S}_{22}^{(1)}\right)^{-1}\cdot\dot{S}_{12}^{(2)},$$

$$\dot{S}_{21}=\dot{S}_{21}^{(2)}\cdot\left(1-\dot{S}_{22}^{(1)}\cdot\dot{S}_{11}^{(2)}\right)^{-1}\cdot\dot{S}_{21}^{(1)},$$

$$\dot{S}_{22}=\dot{S}_{22}^{(2)}+\dot{S}_{21}^{(2)}\cdot\left(1-\dot{S}_{22}^{(1)}\cdot\dot{S}_{11}^{(2)}\right)^{-1}\cdot\dot{S}_{22}^{(1)}\cdot\dot{S}_{12}^{(2)},$$

Матрицы рассеяния некоторых элементов СВЧ-устройств

1. Матрица рассеяния отрезка регулярной линии передачи



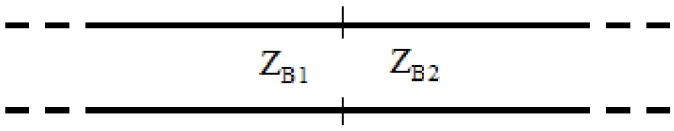
$$[S]=\begin{bmatrix} 0; & \exp(i\theta); \\ \exp(i\theta); & 0; \end{bmatrix},$$

где θ - электрическая длина регулярного отрезка линии передачи,

$$\theta=\frac{2\pi}{\Lambda_B}\cdot l,$$

Λ_B - длина волны в регулярной линии.

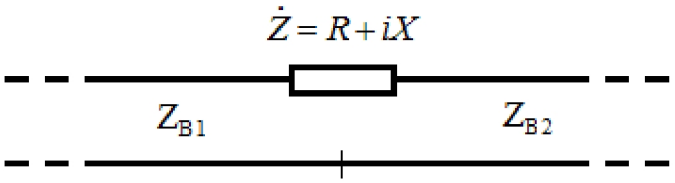
2. Соединение линий передачи с разными волновыми сопротивлениями



$$[S]=\begin{bmatrix} \frac{R-1}{R+1}; & \frac{2\sqrt{R}}{R+1}; \\ \frac{2\sqrt{R}}{R+1}; & -\frac{R-1}{R+1}; \end{bmatrix},$$

где R - нормированное сопротивление, $R=\frac{Z_{B2}}{Z_{B1}}$.

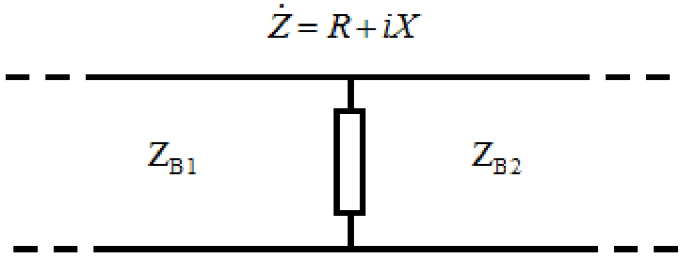
3. Соединение линий передачи с разными волновыми сопротивлениями и последовательно включенным комплексным сопротивлением



$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{Z_H + R - 1}{Z_H + R + 1}; & \frac{2\sqrt{R}}{Z + R + 1}; \\ \frac{2\sqrt{R}}{Z_H + R + 1}; & \frac{Z_H - R + 1}{Z_H + R + 1}; \end{bmatrix},$$

где Z_H - нормированное сопротивление, $Z_H = \frac{Z}{Z_B}$

4.Соединение линий передачи с разными волновыми сопротивлениями и параллельно включенным в линию передачи комплексным сопротивлением



$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{R(1 - Y_H) - 1}{R(1 + Y_H) + 1}; & \frac{2\sqrt{R}}{R(1 + Y_H) + 1}; \\ \frac{2\sqrt{R}}{R(1 + Y_H) + 1}; & \frac{1 - R(1 + Y_H)}{R(1 + Y_H) + 1}; \end{bmatrix}$$

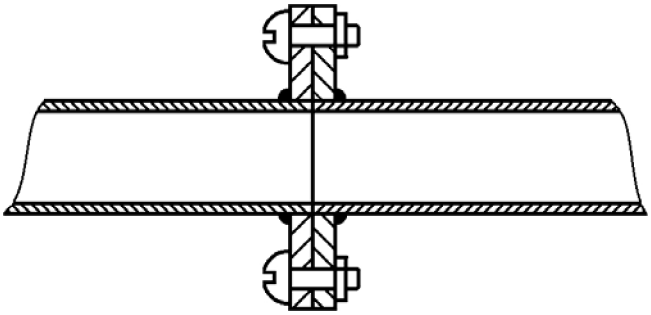
где Y_H - нормированная проводимость, $Y_H = \frac{Z_B}{Z}$.

2.8 ЭЛЕМЕНТЫ ТРАКТА СВЧ-ДИАПАЗОНА

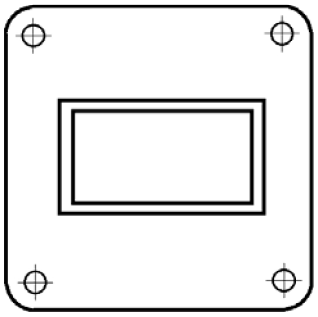
Конструкции устройств на основе прямоугольного волновода

1 Разъемные соединения волноводов

Контактное соединение прямоугольных волноводов (а) с одинаковыми размерами поперечных сечений и контактный фланец (б

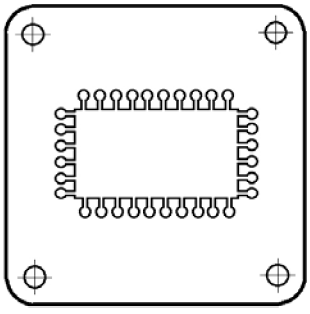


- а -

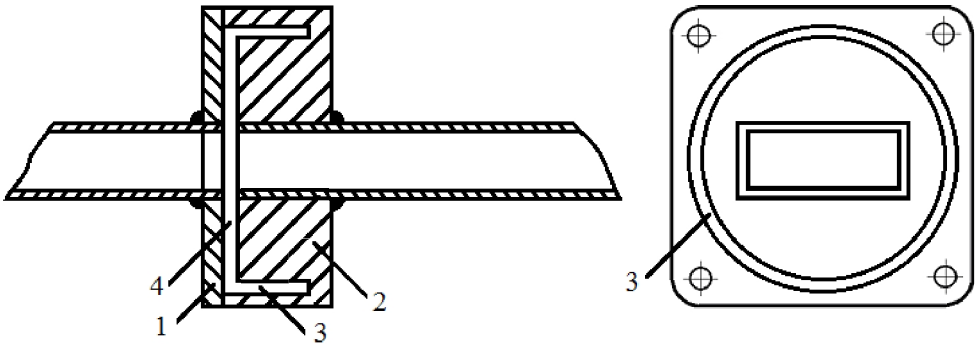


- б –

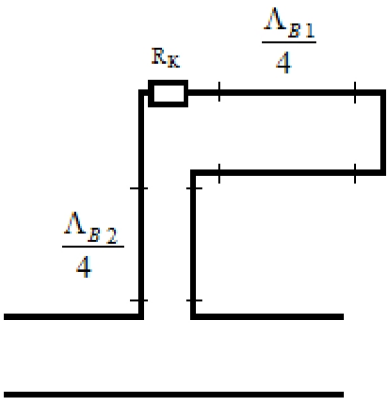
Контактная прокладка с пружинящими лепестками



Дроссельное соединение прямоугольных волноводов с одинаковыми размерами поперечных сечений

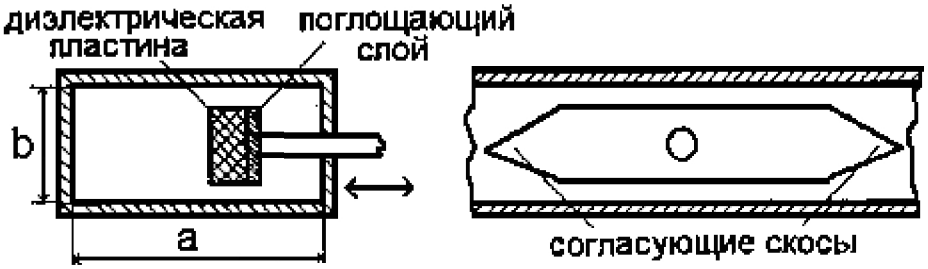


Эквивалентная схема дроссельного соединения



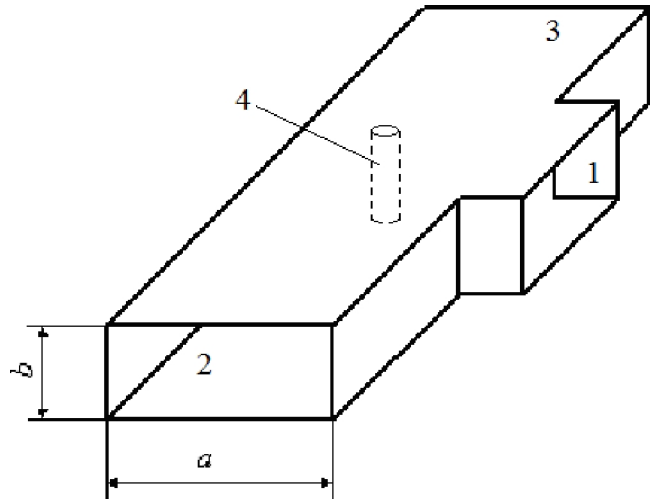
2 Аттенюаторы

Конструкция поглощающего аттенюатора



3 Волноводные делители мощности

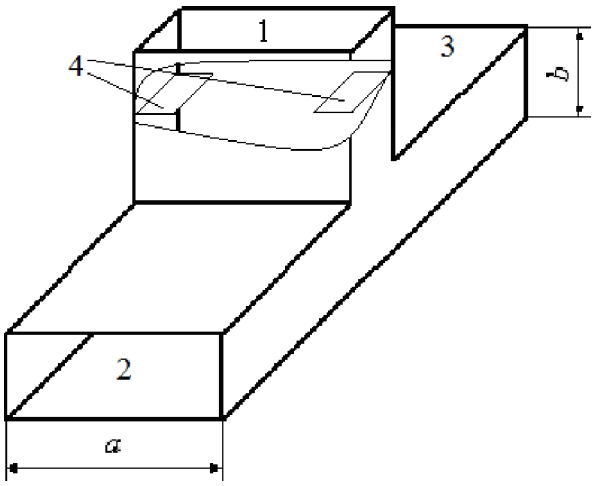
Волноводный *Т*-образный тройник в плоскости *Н*



Матрица рассеяния *Т*-образного Н-тройника определяется соотношением

$$[S_{\text{H}}]=\frac{1}{2}\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

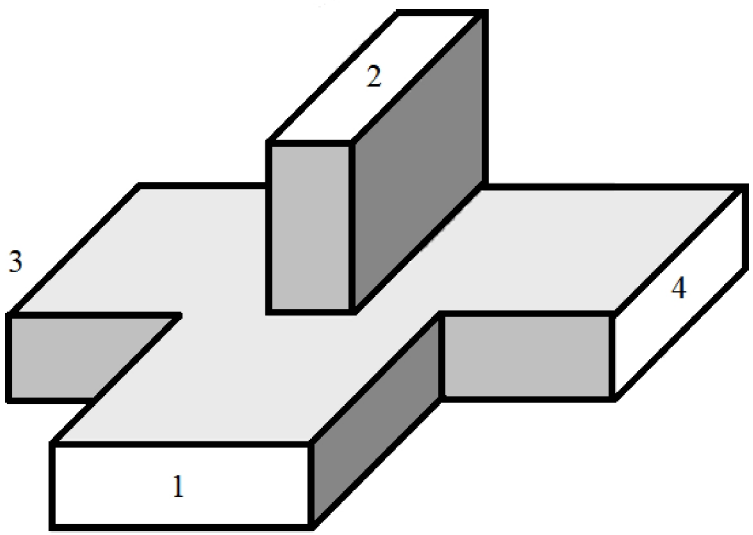
Волноводный *Т*-образный тройник в плоскости *Е*



Матрица рассеяния *Т*-образного Е-тройника определяется соотношением

$$[S_{\text{E}}]=\frac{1}{2}\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ -\sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Двойной волноводный тройник



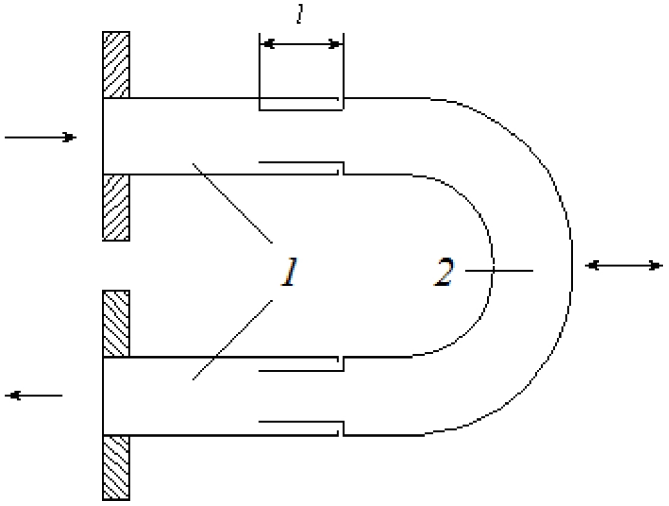
Матрица рассеяния двойного Т-моста имеет вид

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

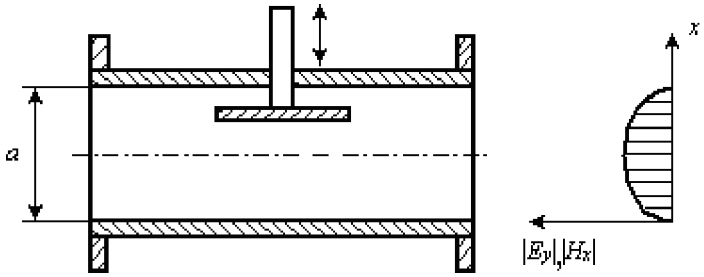
$$[S]=\begin{bmatrix} 0 & e^{-i\varphi} \\ e^{-i\varphi} & 0 \end{bmatrix},$$

где $$\varphi=\gamma\cdot l=\frac{2\pi}{\Lambda_B}\cdot l,\quad \Lambda_B=\frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r-(\frac{\lambda}{2a})^2}}.$$

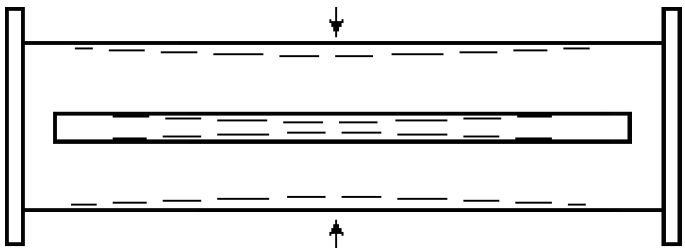
Волноводный тромбонный фазовращатель



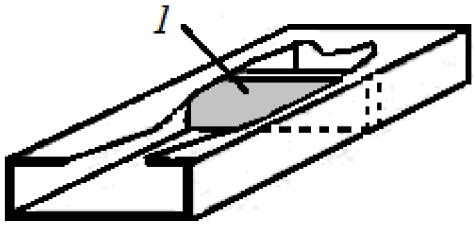
Волноводный фазовращатель с диэлектрической пластиной



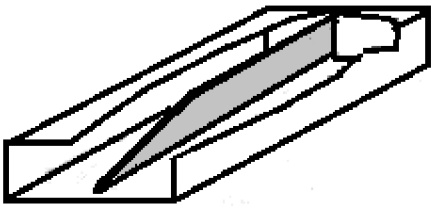
Волноводный фазовращатель сжимного типа



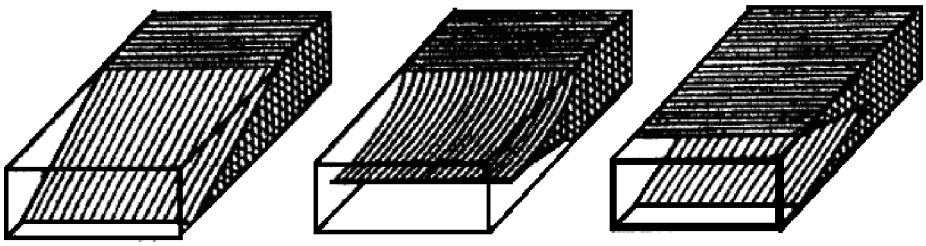
Согласованная нагрузка с поперечной пластиной



Согласованная нагрузка с продольной пластиной

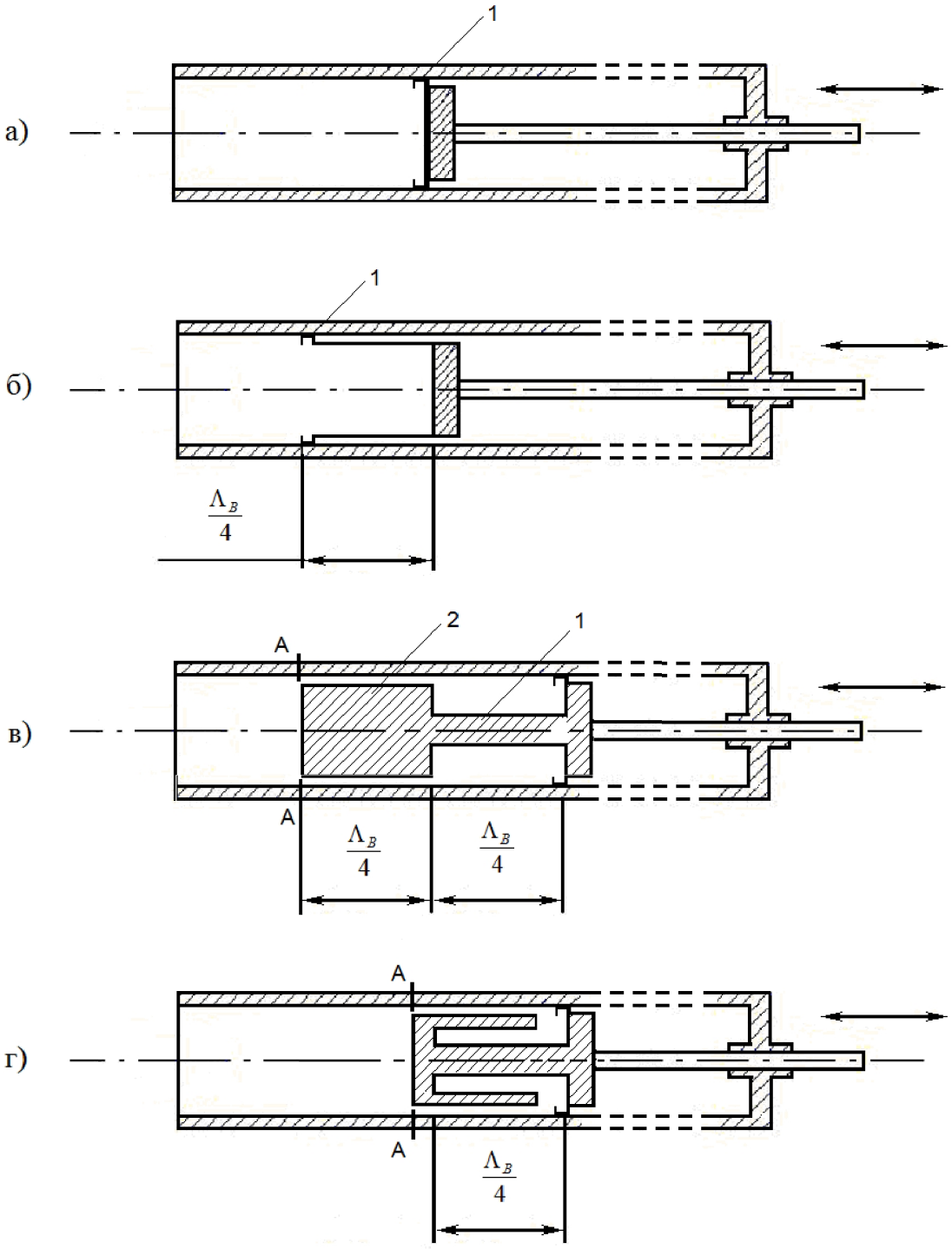


Согласованная нагрузка с объёмной поглощающей структурой



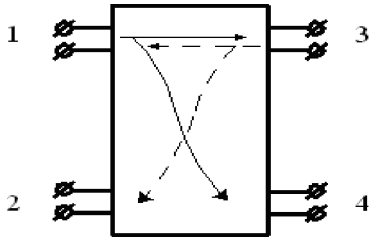
6 Волноводные короткозамыкающие поршни

Конструкции подвижных короткозамыкающих поршней

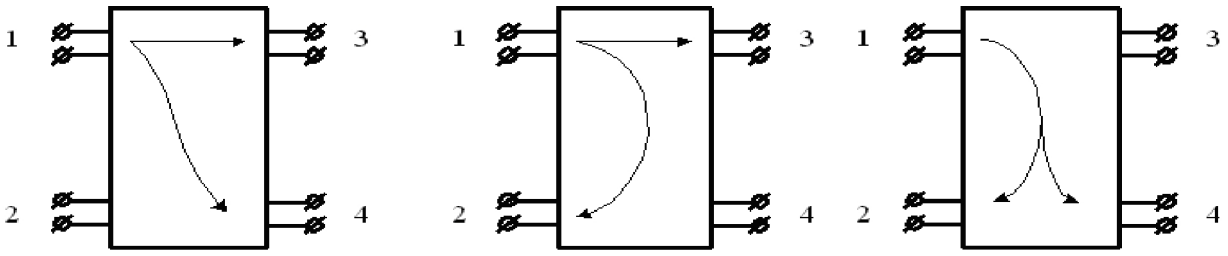


7 Волноволные направленные ответвители

Представление направленного ответвителя в виде восьмиполюсника



Типы направленных ответвителей



Основные параметры направленного ответвителя

1. Переходное ослабление

$$L_{ПЕР} = 10\lg\frac{P_1}{P_4}$$

По величине переходного ослабления различают направленные ответвители:

- со слабой связью (переходное ослабление $L_{ПЕР} > 10$ дБ);
- с сильной связью (переходное ослабление $L_{ПЕР} < 10$ дБ);
- трехдецибельные направленные ответвители (переходное ослабление $L_{ПЕР} = 3$ дБ);

2. Направленность

$$L_{НАП} = 10\lg\frac{P_4}{P_2}.$$

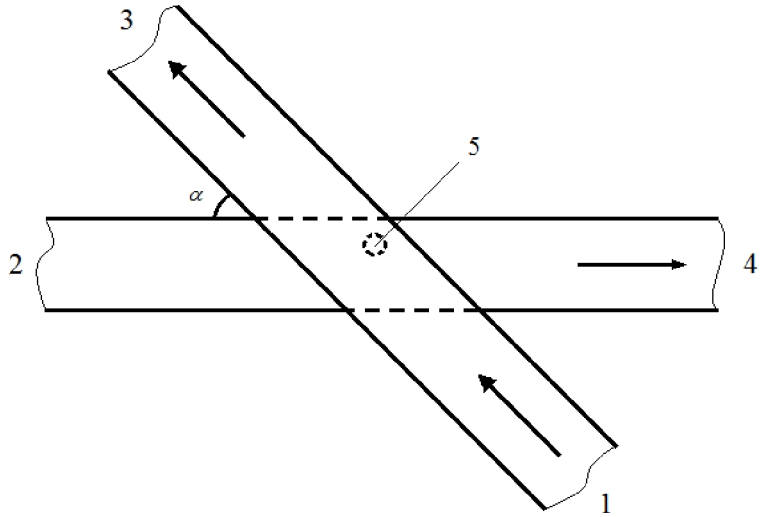
3. Развязка

$$L_{РАЗ} = 10\lg\frac{P_1}{P_2} = L_{ПЕР} - L_{НАП}$$

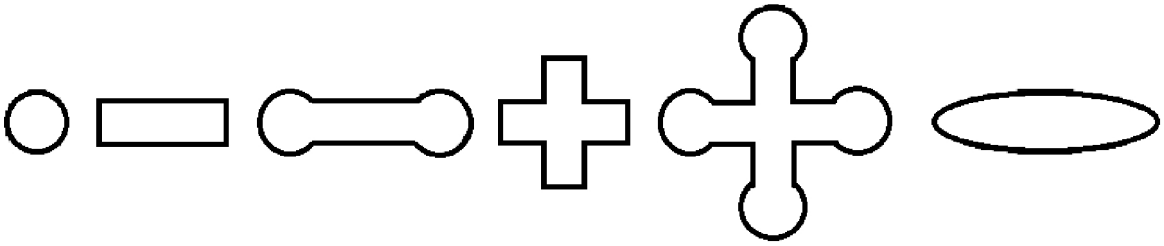
4. Фазовые соотношения направленного ответвителя,

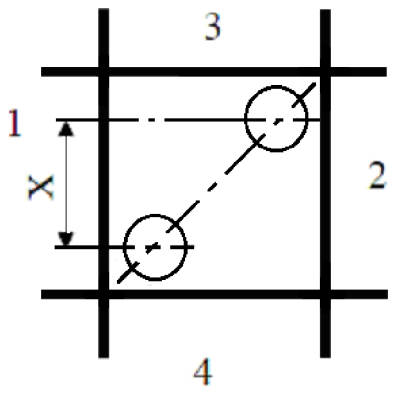
- синфазнфазные направленные ответвители (разность фаз равна 0°),
- противофазные направленные ответвители (разность фаз равна 180°).
- квадратурные направленные ответвители (разность фаз равна 90°)

1. Волноводный направленный ответвитель с одним отверстием связи (ответвитель Бете)

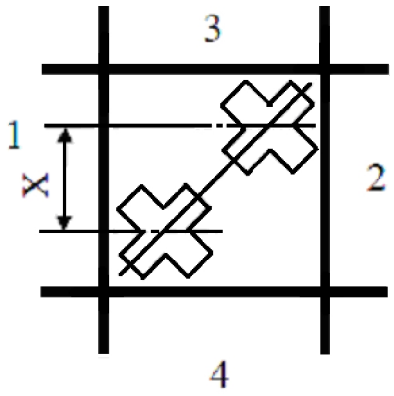


Формы отверстий связи, используемых в направленных ответвителях



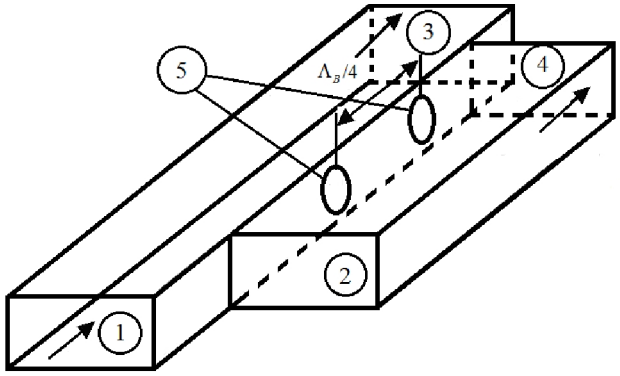


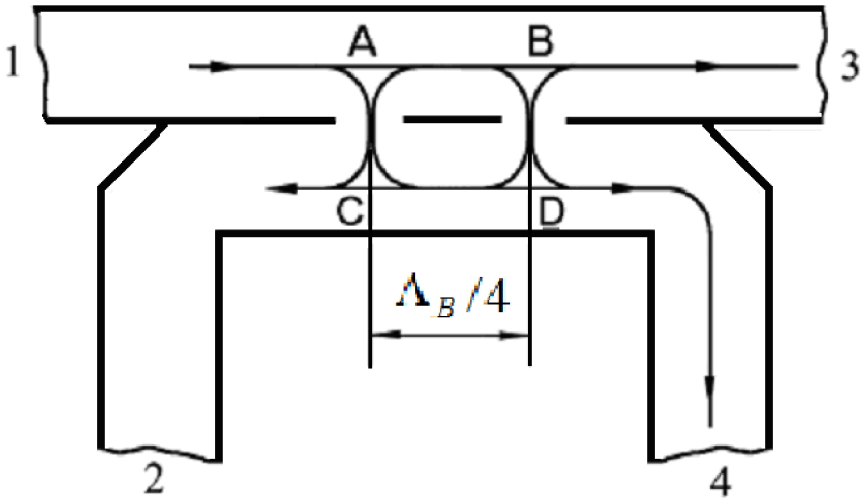
- а -

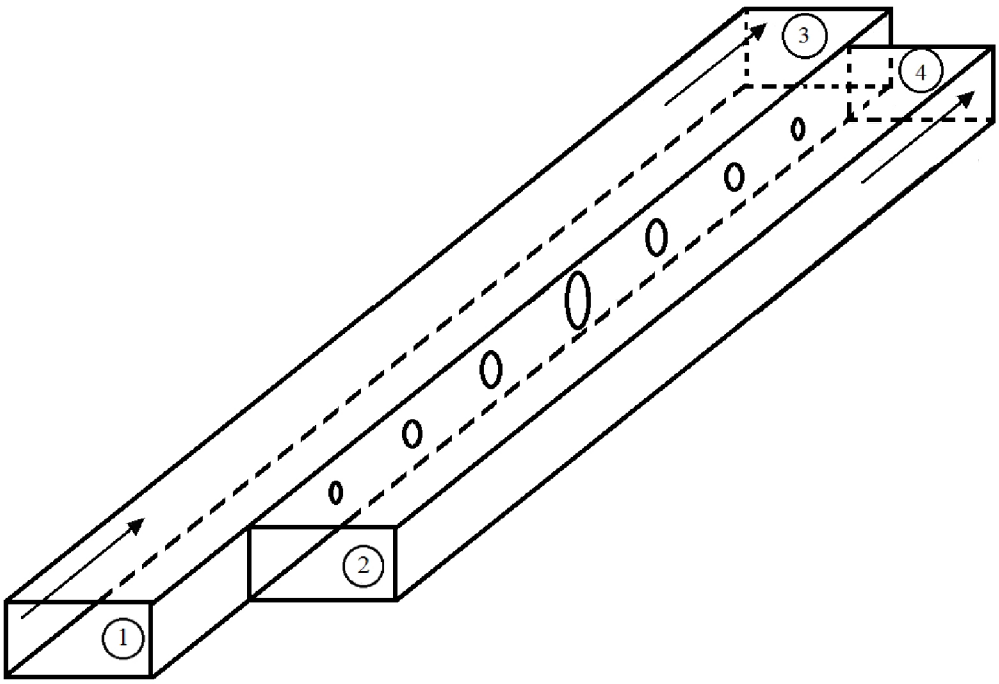


- б -

2.Многодырочные волноводные направленные ответвители

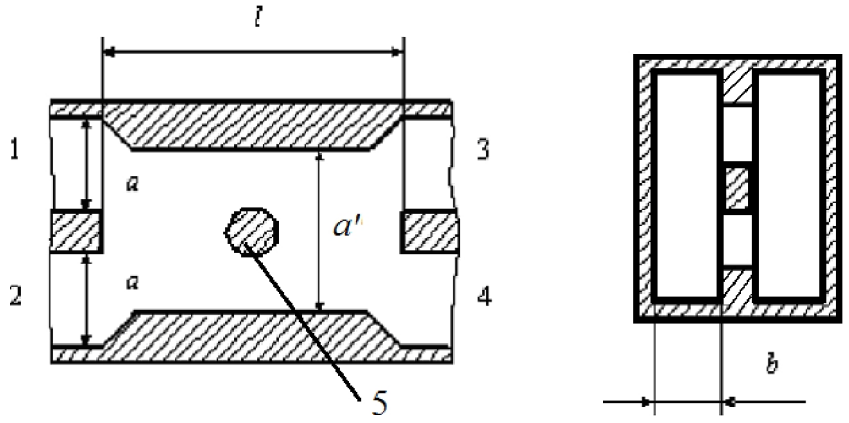






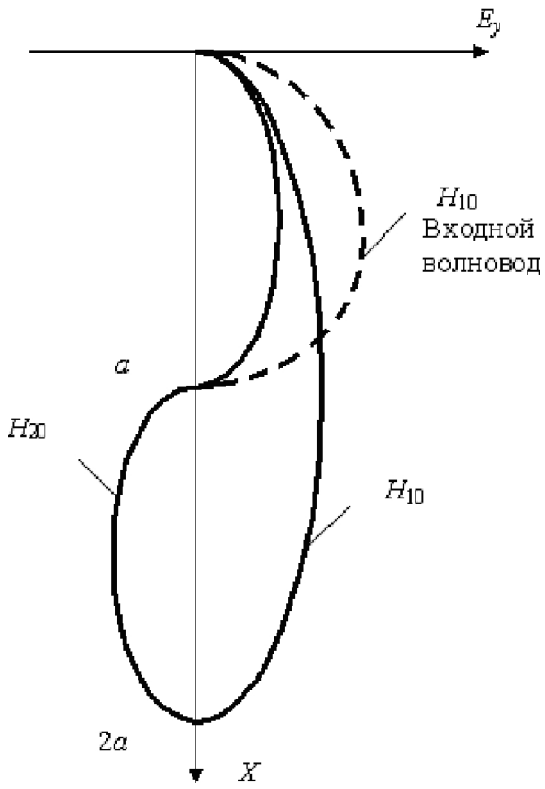
3.Мостовые устройства СВЧ

Волноводно-щелевые мосты в H плоскости (а), в E плоскости (б)



- а - - б -

Эпюры электрического поля волн H_{10} и H_{20} в плоскости входов 1 и 2 волноводно-щелевого моста



В месте расположения плеча 3 и 4 разность фаз

$$\varphi = \varphi_{H_{10}} - \varphi_{H_{20}},$$

где $\varphi_{H_{10}} = \gamma_{H_{10}} l$, $\varphi_{H_{20}} = \gamma_{H_{20}} l$.

Здесь $\gamma_{H_{10}} = (2\pi/\lambda)\sqrt{1-(\lambda/2a')^2}$, $\gamma_{H_{20}} = (2\pi/\lambda)\sqrt{1-(\lambda/a')^2}$ – продольные постоянные распространения волн H_{10} и H_{20} в широком волноводе.

Наименьшая длина моста l определяется из условия $\varphi = \pi/2$ и она равна

$$l = (\pi/2)\left(\gamma_{H_{10}} - \gamma_{H_{20}}\right).$$

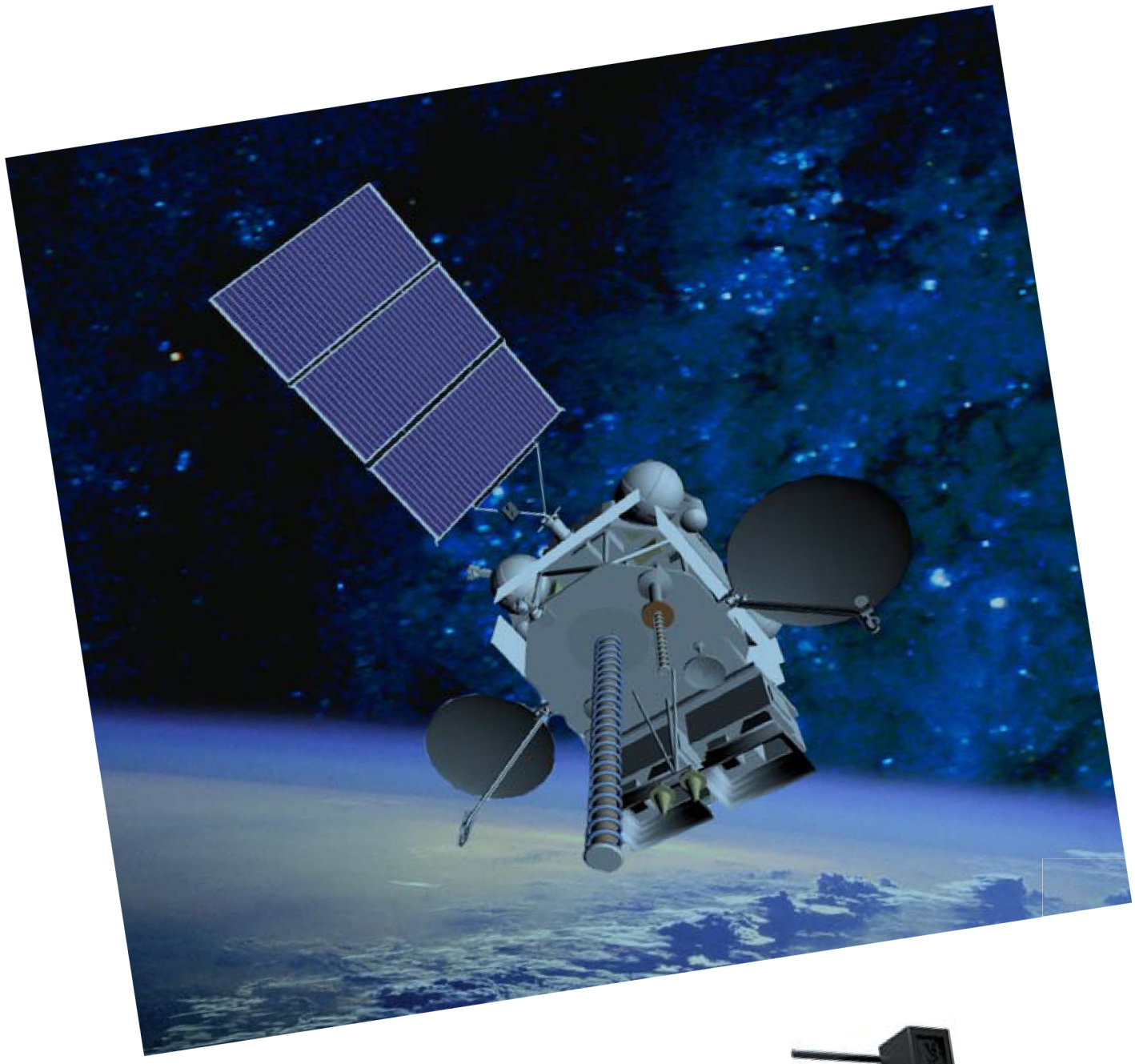
Для устранения отраженной волны в центре широкого прямоугольного волновода с размерами поперечного сечения $a' \times b$ расположен емкостной штырь *5*.

Матрица рассеяния волноводно-щелевых мостов

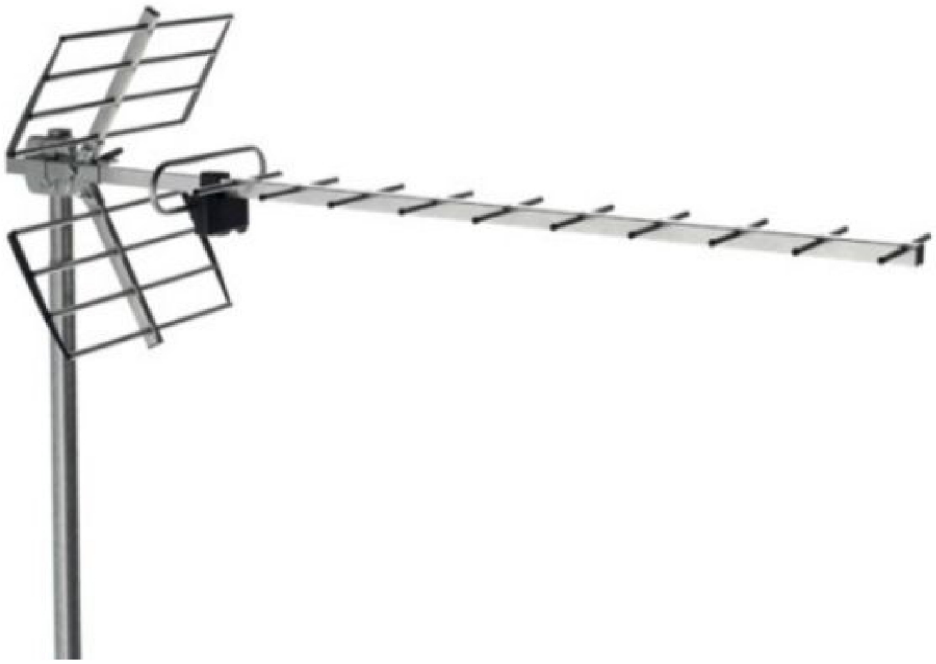
$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & i & 1 \\ 0 & 0 & 1 & i \\ i & 1 & 0 & 0 \\ 1 & i & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

2.9 КОНСТРУКЦИИ АНТЕНН





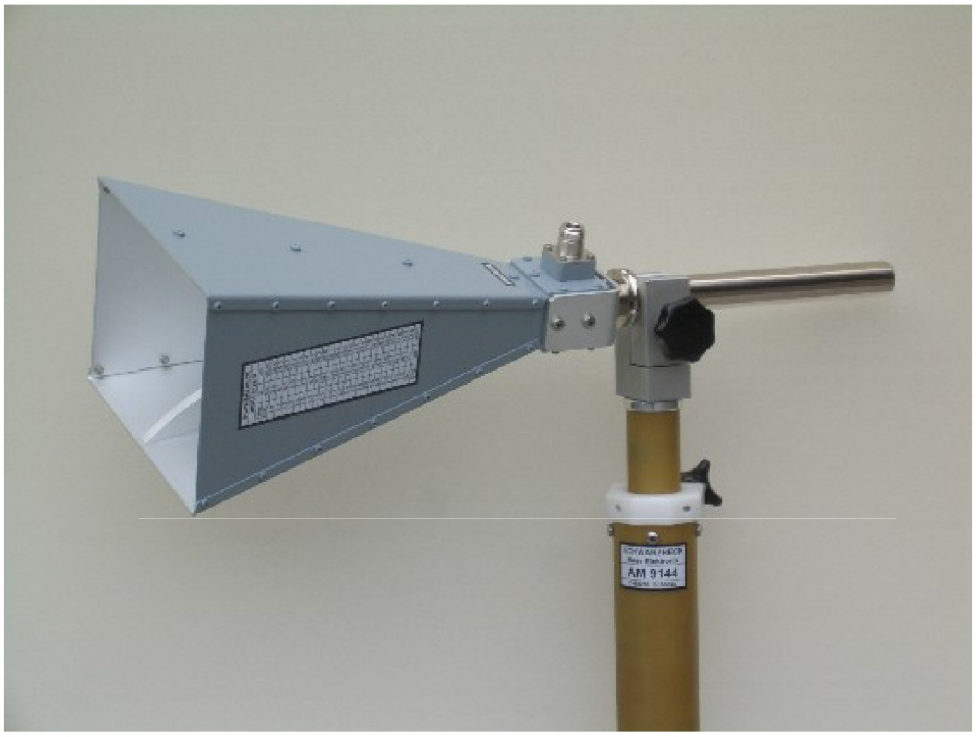











AM 9144





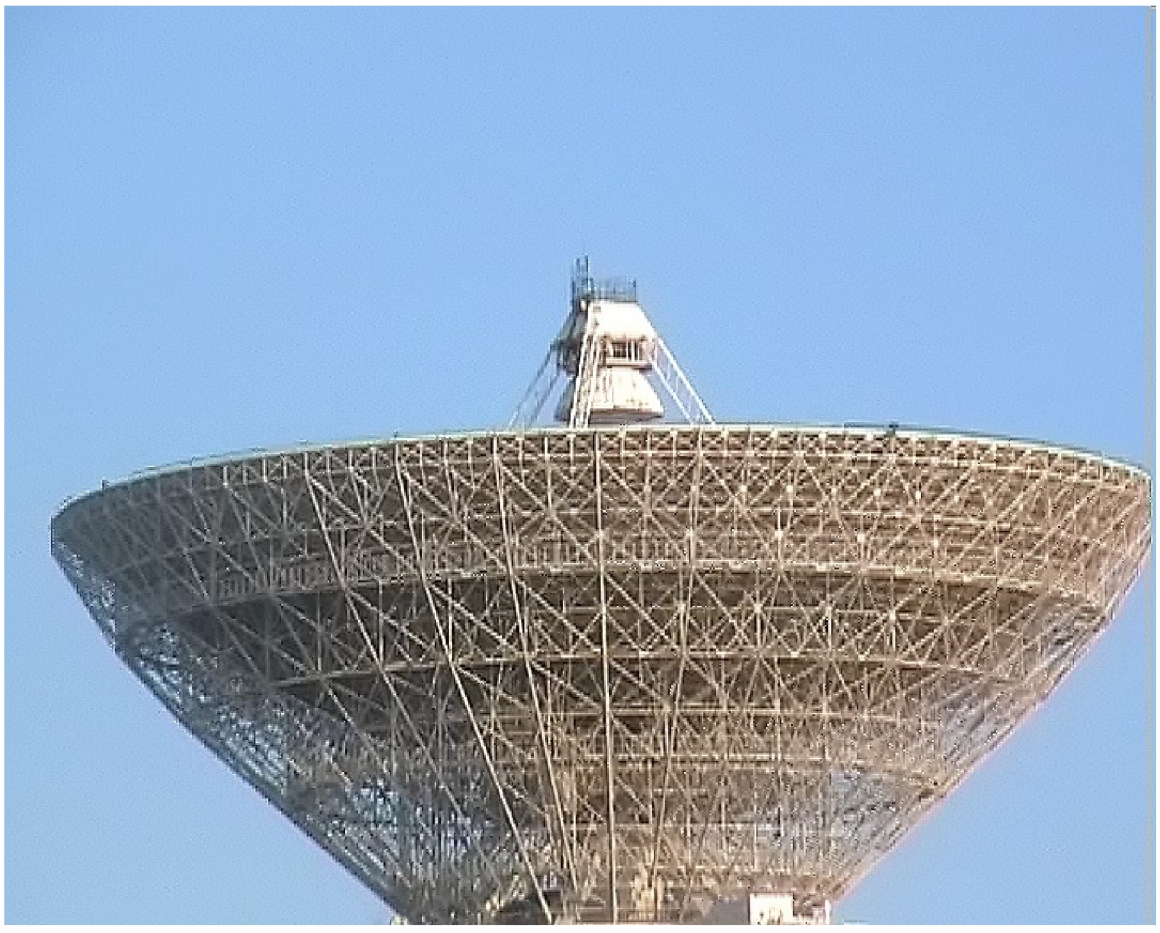










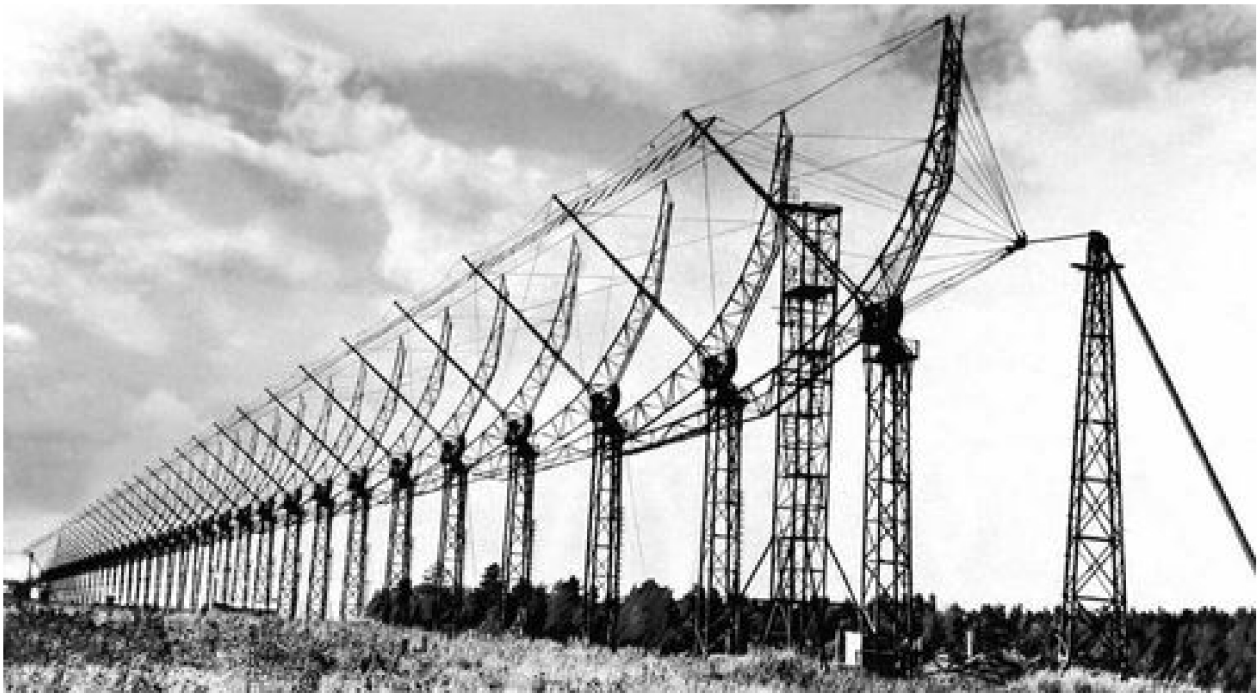


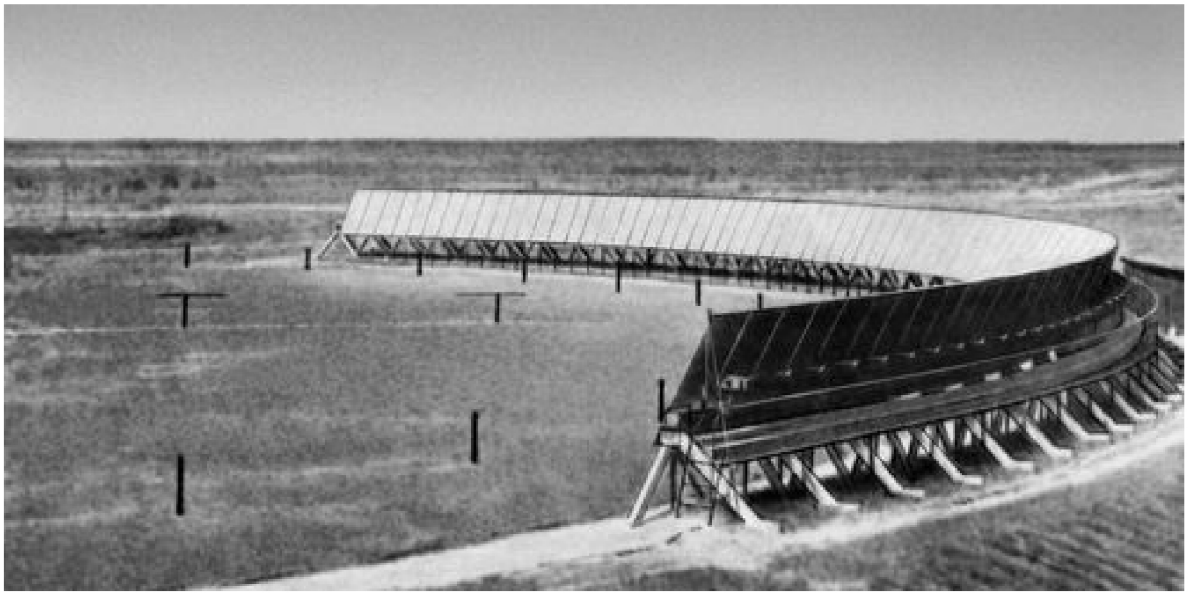










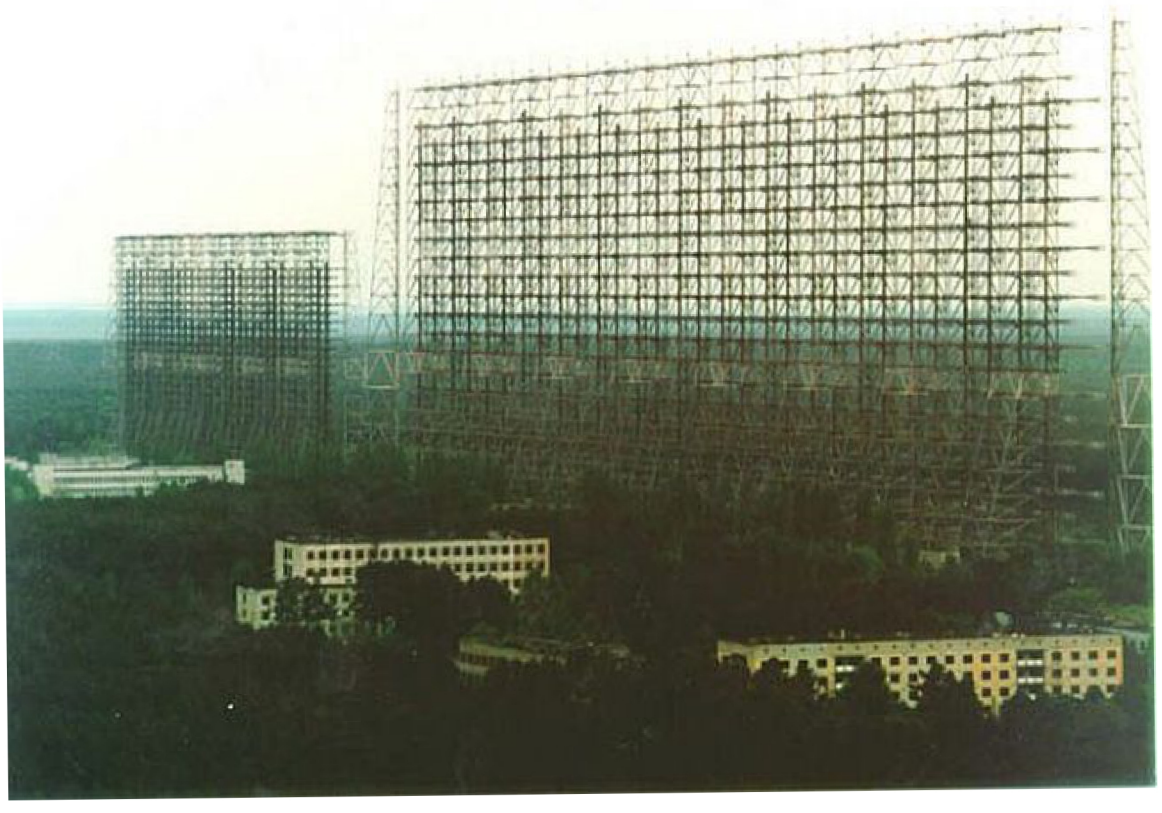








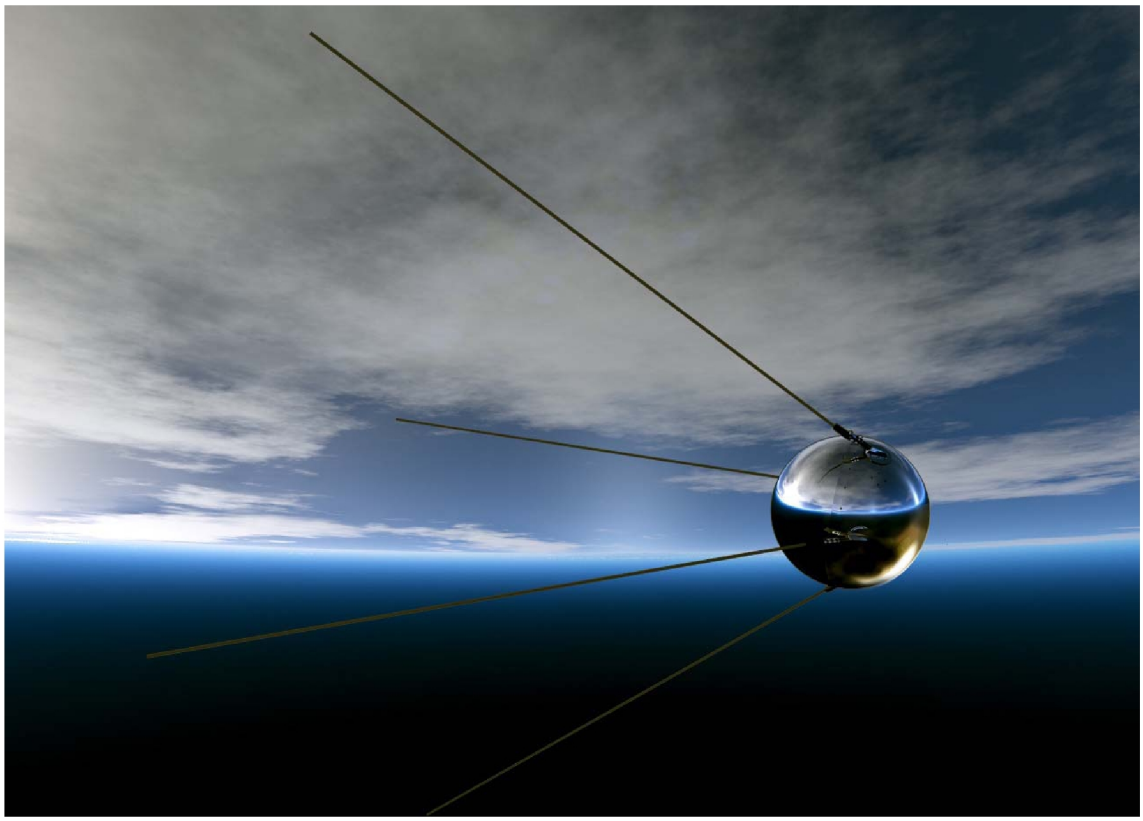

© 1998 Егор Егоров, http://www.chernobyl.kiev.ua/








2006 6 15



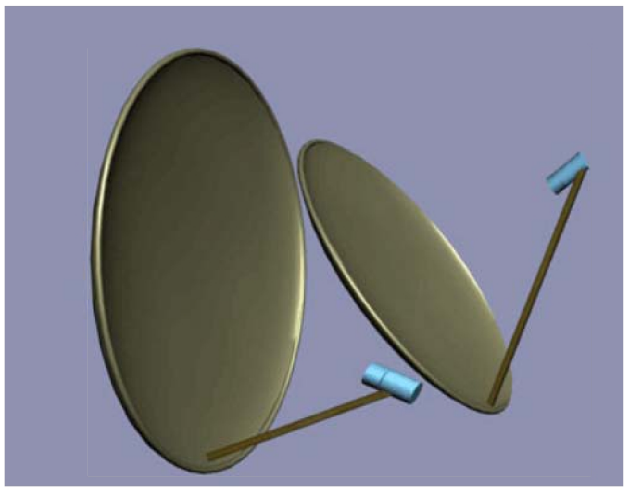


КОНСТРУКЦИИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

Зеркальные антенны для непосредственного приема телевизионных программ со спутника









Параметры таких зеркальных антенн зависят от их размеров:

- диапазон частот - 10,95-12,75 ГГц,
- диаметр зеркала - 600 … 2500 мм,
- ширина диаграммы направленности – 2.8^0 …0.7^0,
- коэффициент усиления - 35,9 … 47,6 дБ.

Зеркальная антенна радиотелескопа, установленного в Пуэрто-Рико, г. Аресибо



Параметры зеркальной антенны:

- рабочий диапазон радиочастот - от 50 МГц до 10 ГГц,
- фокусное расстояние - 132.5 м,
- форма зеркала рефлектора - сферическая поверхность,
- диаметр зеркала - 304.8 м,
- глубина зеркала рефлектора - 50.9 м,
- площадь зеркала - 73 000 м^2,
- ширина диаграммы направленности - 6 угловых минут.

Зеркальная антенна радиотелескопа РТ-70,
расположенная в Крыму вблизи г. Евпатория



Параметры антенны:

- диапазон рабочих длин волн - до 8 мм.
- тип антенны: двухзеркальная - по системе Грегори
- диаметр основного зеркала - 70м;
- диаметр вспомогательного зеркала - 7м;
- высота антенны - 86,36 метра;
- вес подвижной части: ~ 5000 тонн

- эффективная площадь поверхности антенны:
- в режиме передачи - 2600 м²;
- в режиме приёма - 2500 м²;
- антенная система - полноповоротная;
-по углу места - от 0 до 90 град;
-по азимуту - 270 град;
- ширина диаграммы направленности - от 2 до 18 угловых минут в зависимости от диапазона частот;
- точность наведения - до 10 угловых секунд.

2.10 ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

Диаграммы направленностей в полярных координатах

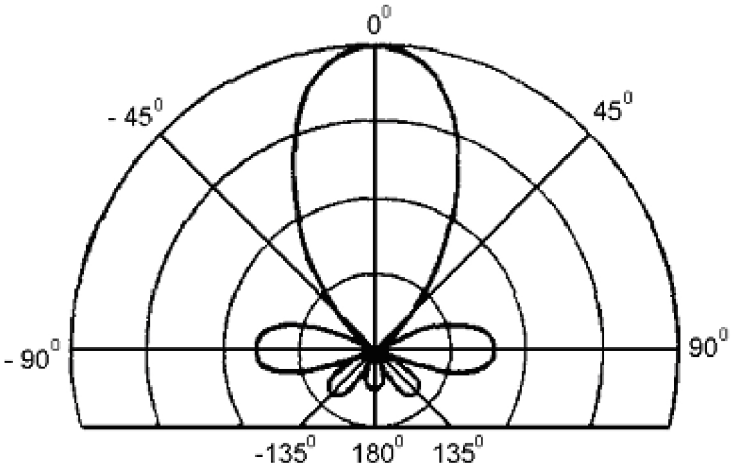


Диаграмма направленности в декартовой системе координат

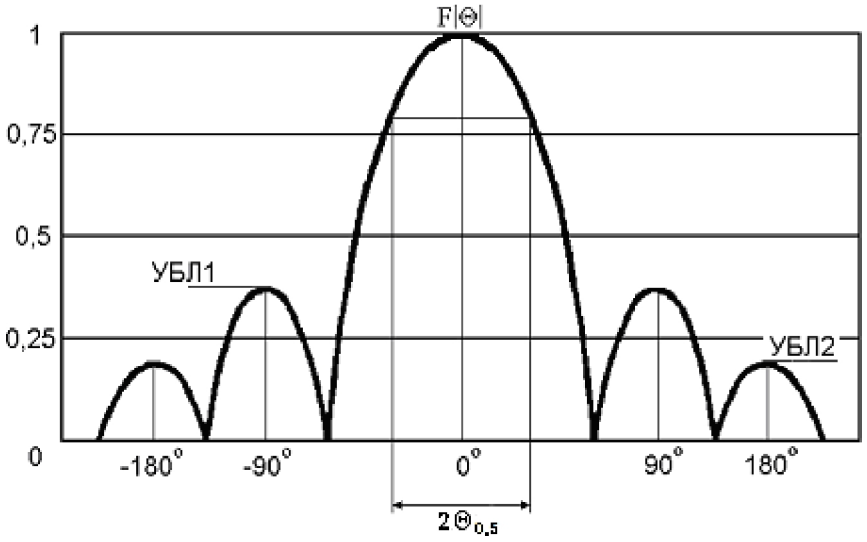


Диаграмма направленности в декартовой системе координат в квадратичном масштабе

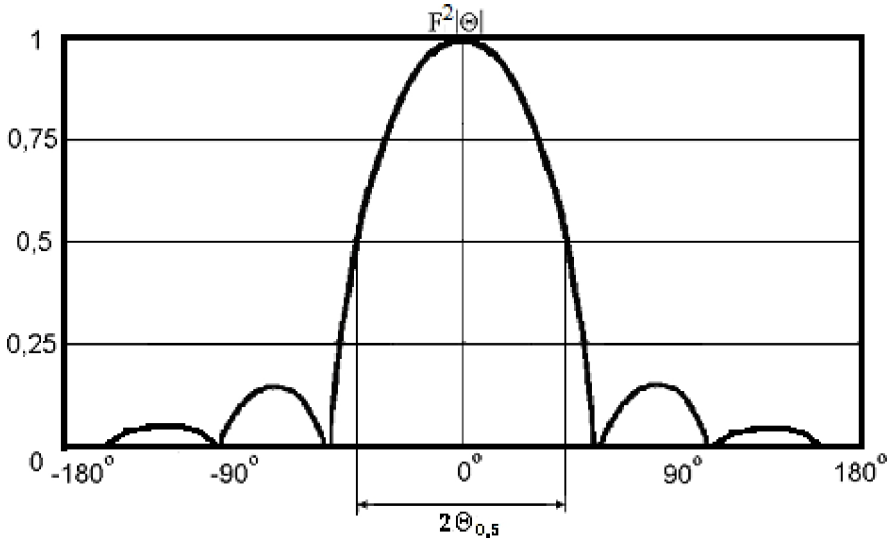


Диаграмма направленности в декартовой системе координат в логарифмическом масштабе

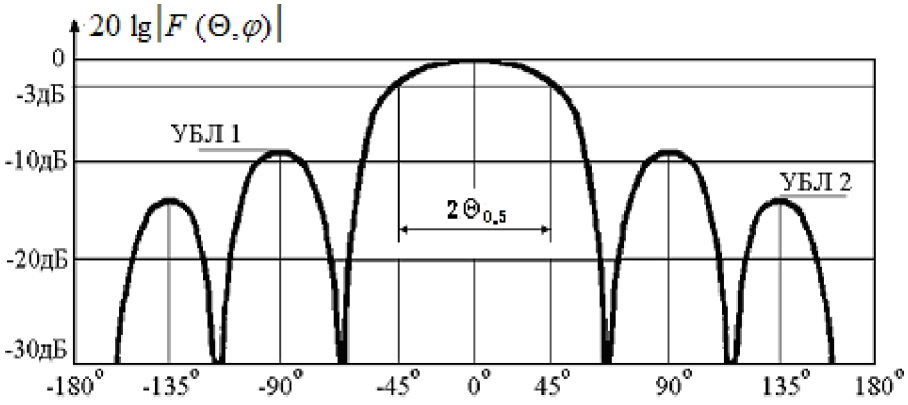
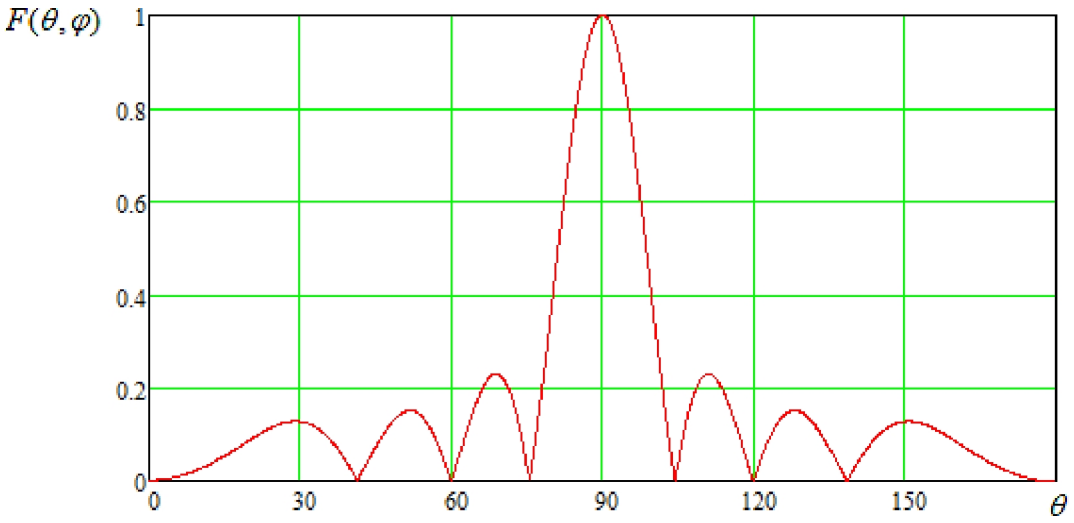
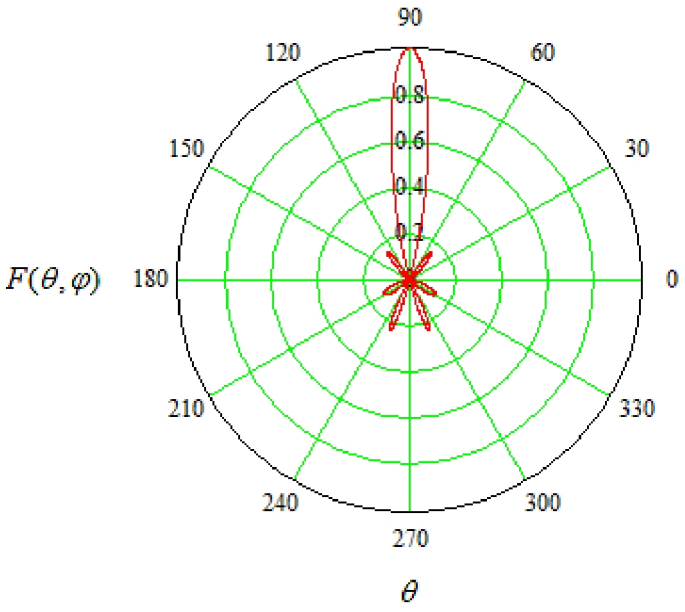


***Диаграмма направленности линейной эквидистантной антенной решетки* при *N*=8 , $\frac{d}{\lambda} = 0.5 \quad \Delta\Phi = 0$**

$$F(\theta,\varphi) = \frac{1}{N}\left|\frac{\sin\frac{N}{2}(kd\cos\theta - \Delta\Phi)}{\sin\frac{1}{2}(kd\cos\theta - \Delta\Phi)}\right|.$$

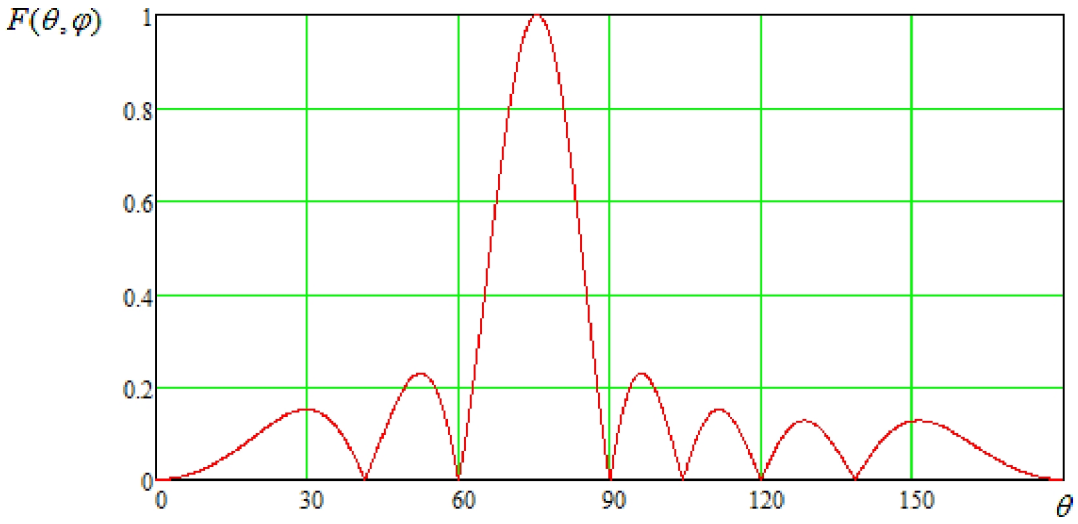


- а -

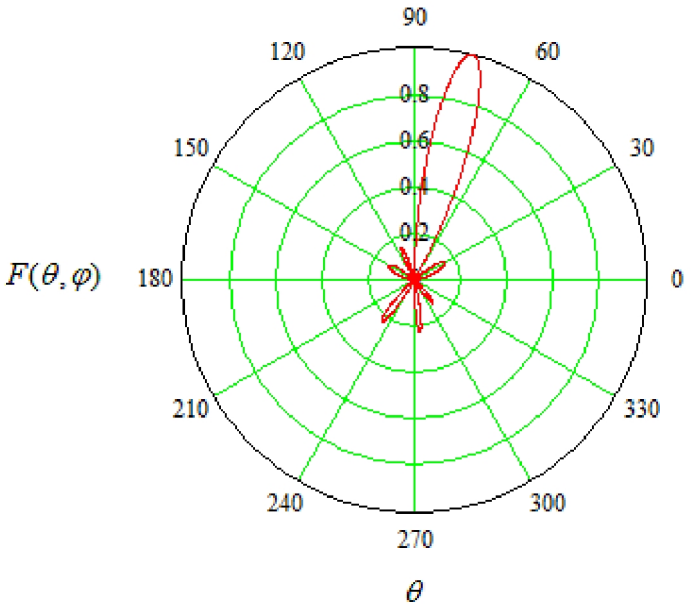


- б -

***Диаграмма направленности линейной эквидистантной антенной решетки* при** $\Delta\Phi = 45^0$

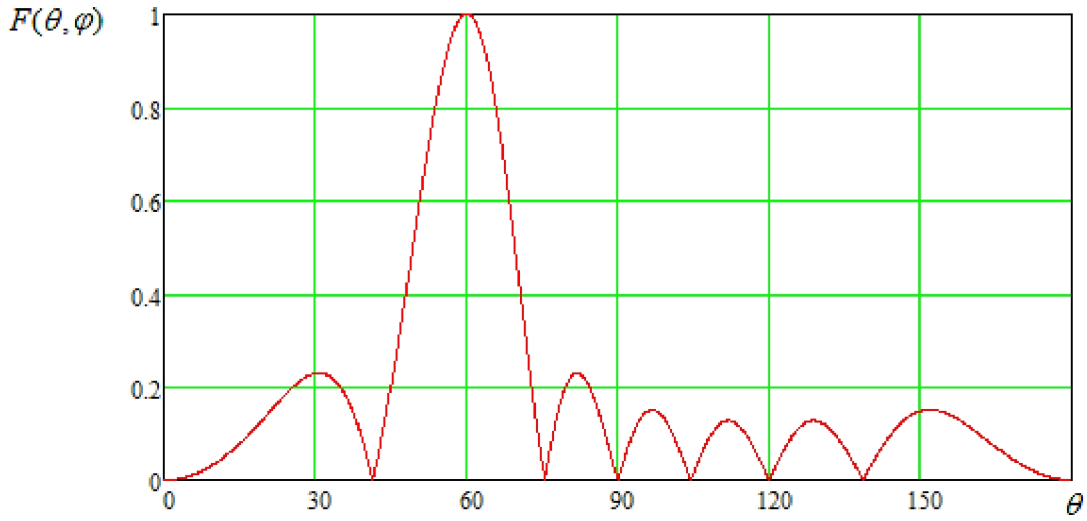


- а -

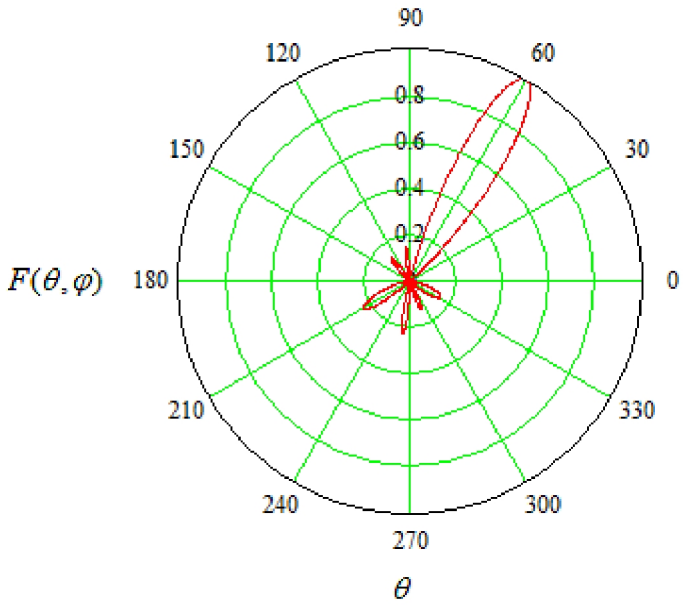


- б -

Диаграмма направленности линейной эквидистантной антенной решетки изотропных излучателей при $\Delta\Phi = 90^0$

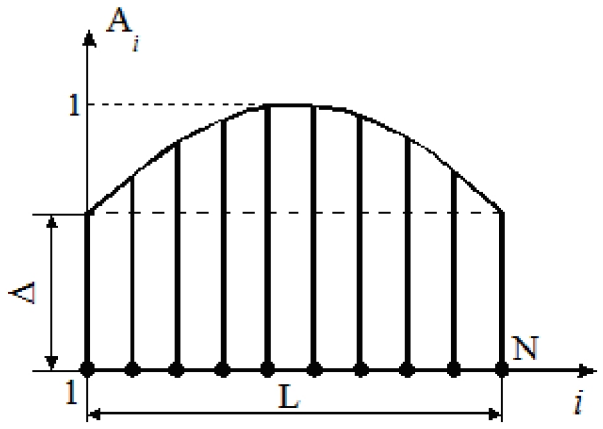


- а -



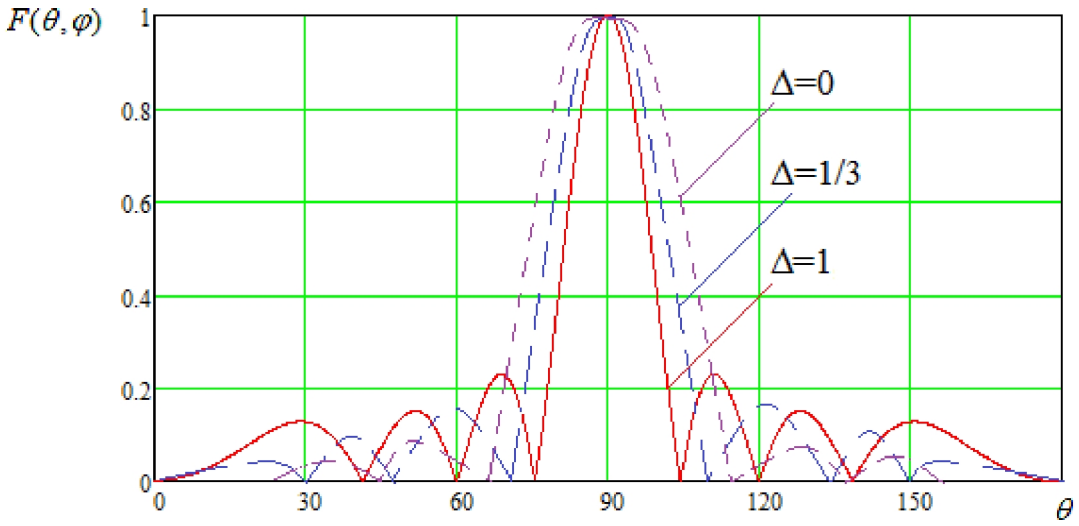
- б -

Влияние амплитудного распределения на множитель системы



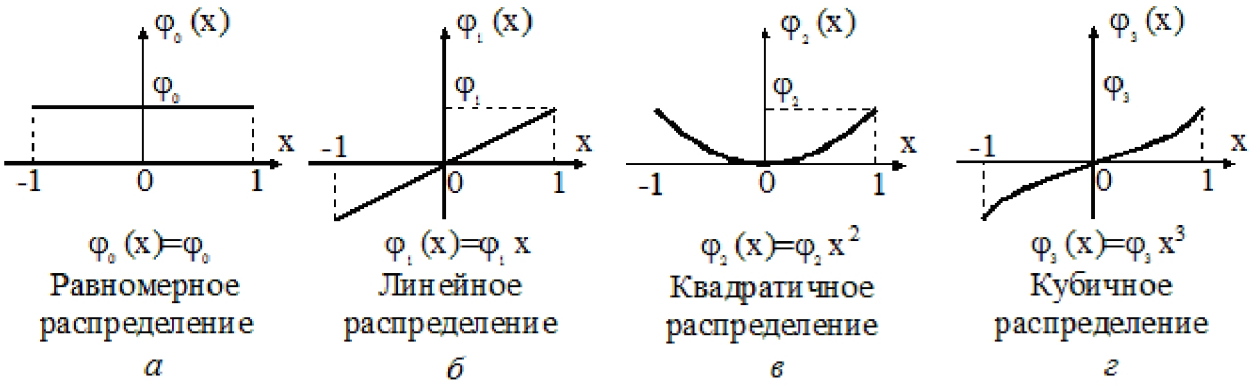
$$A(x) = \Delta + (1-\Delta)\cos\frac{\pi \cdot x}{2},$$

Диаграмма направленности линейной антенной решетки при спадающем к краям амплитудном распределении при Δ=1, Δ=1/3 и Δ=0

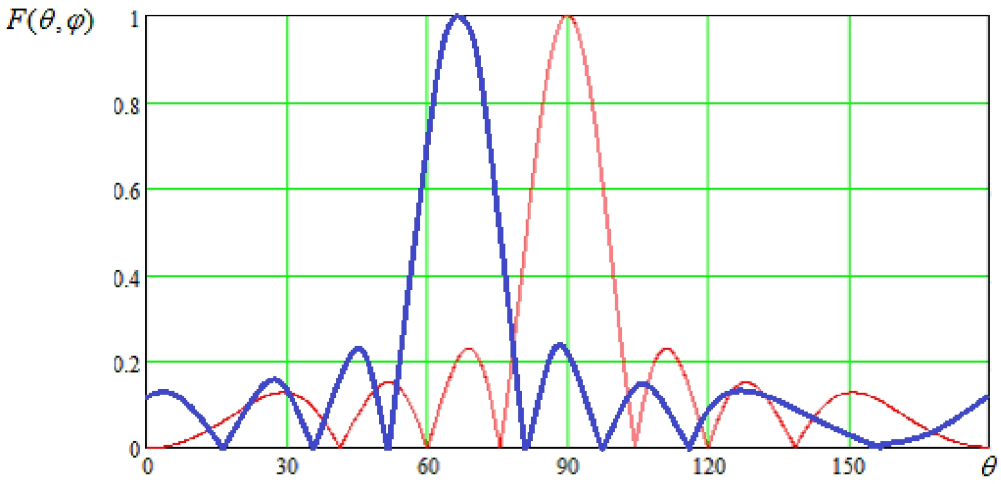


Влияние фазового распределения на множитель системы

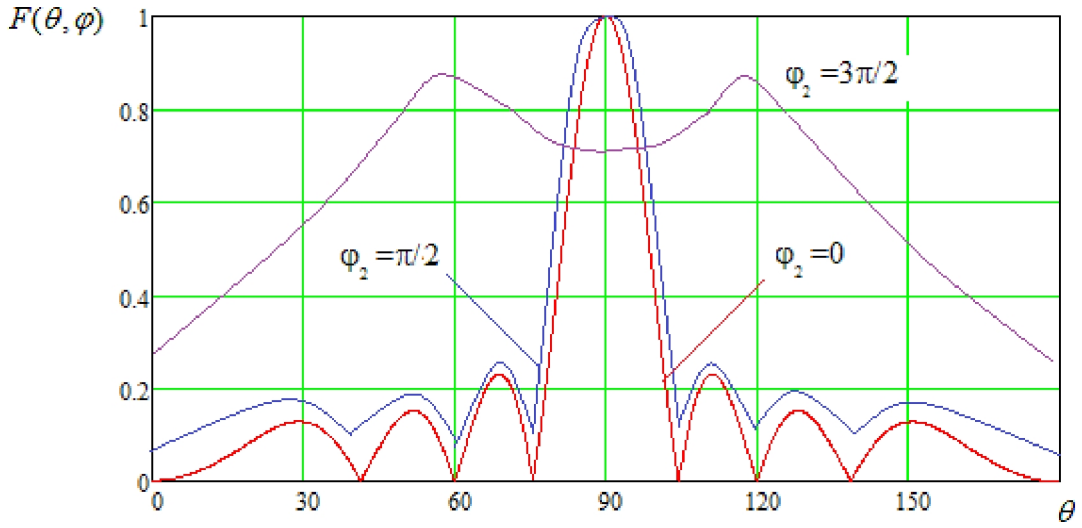
Фазовое распределение тока в линейной антенной решетке



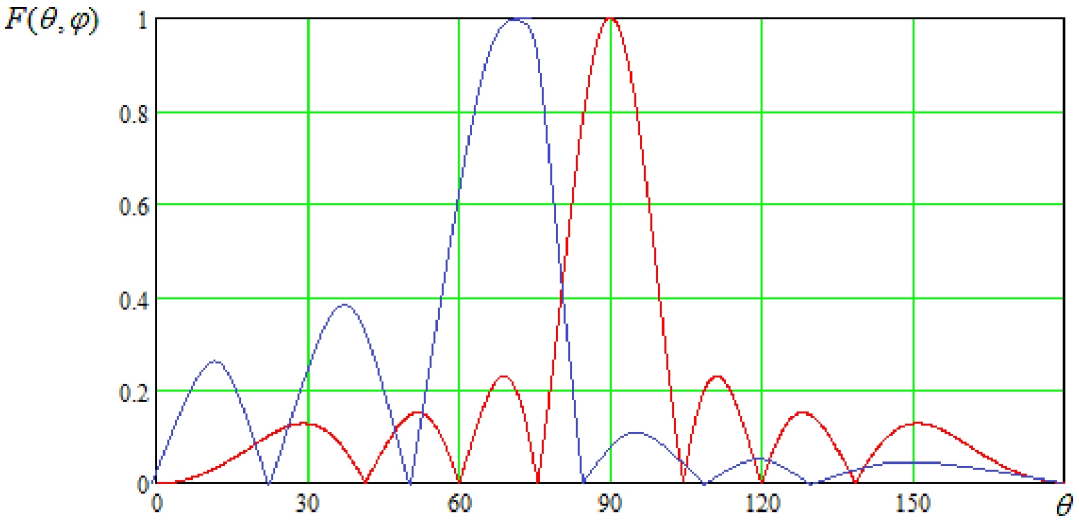
Влияние линейного фазового распределения на множитель системы



Влияние квадратичной фазовой ошибки на диаграмму направленности

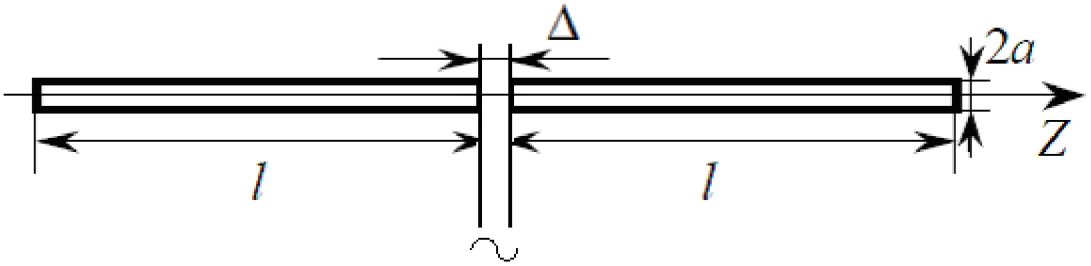


Влияние кубичной фазовой ошибки на диаграмму направленности



2.11 ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ

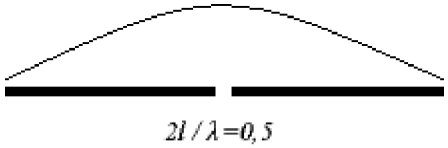
Симметричная вибраторная антенна



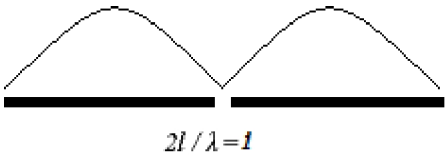
закон распределения тока

$$I(x) = I_{\text{п}} \sin\left[\frac{2\pi}{\lambda}(l - |z|)\right],$$

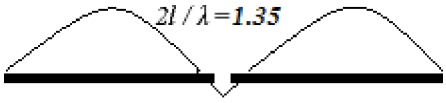
Законы распределения тока на поверхности вибратора в зависимости от его относительной длины $\frac{2l}{\lambda}$



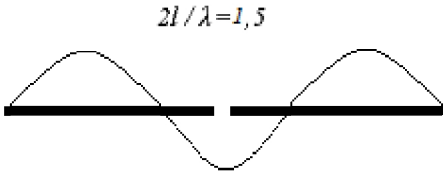
- а -



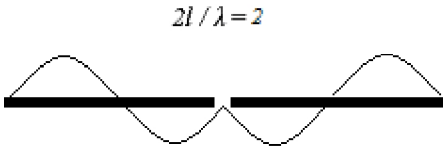
- б -



- в -



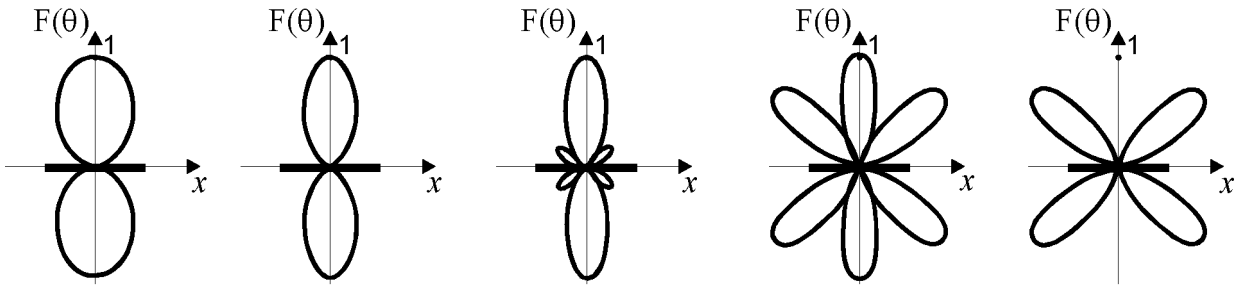
- г -



- д -

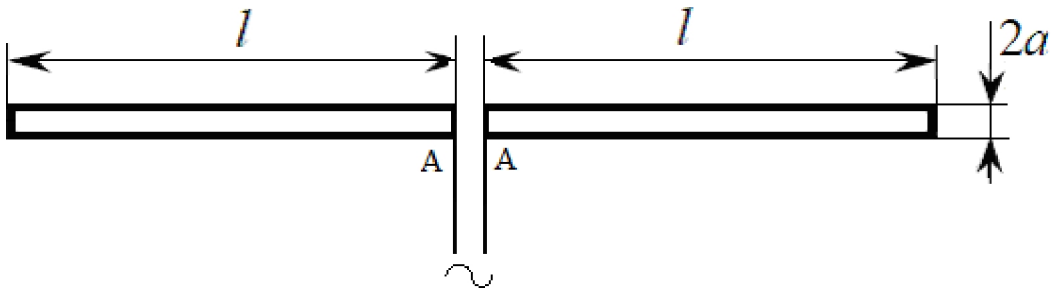
Диаграммы направленности вибратора при его различной длине

$$F(\theta) = \left| \frac{\cos(kl\cos\theta) - \cos kl}{\sin\theta} \right| .$$



$2l=\lambda/2$ $2l=\lambda$ $2l=1{,}35\lambda$ $2l=1{,}5\lambda$ $2l=2\lambda$

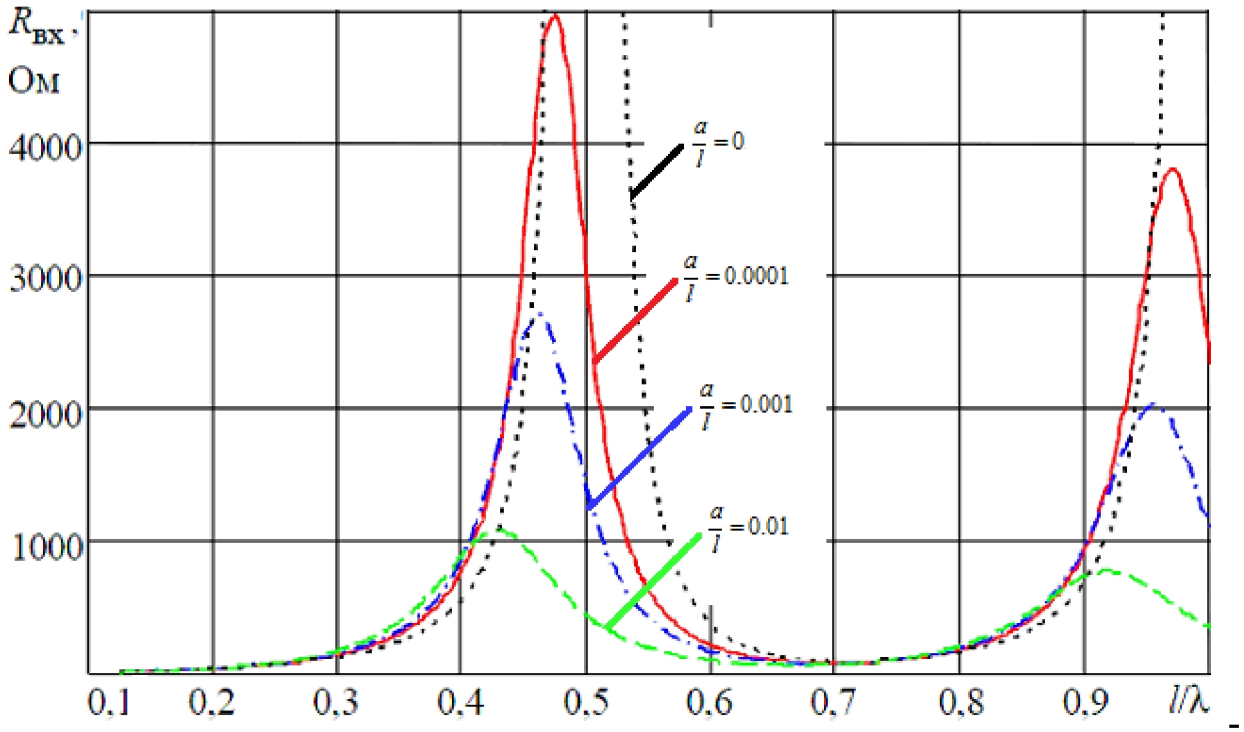
Входное сопротивление симметричного вибратора



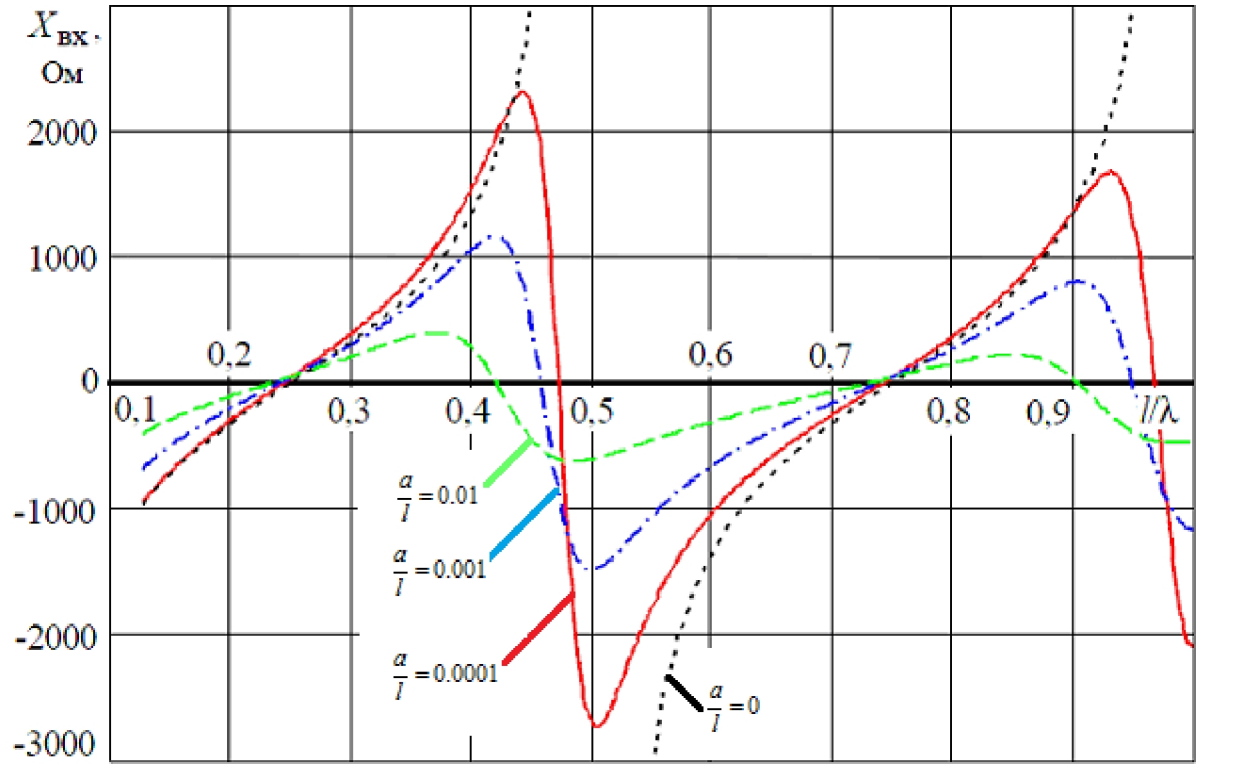
$$\dot{Z}_{вх} = R_{вх} + jX_{вх} = \dot{Z}_{ВХ} = \frac{R_{\Sigma П}}{\sin^2(kl)} - jZ_{В\ АНТ}ctg(kl),$$

Волновое сопротивление эквивалентной линии $Z_{В\ АНТ} = \frac{Z_C}{\pi} \cdot [\ln(\frac{l}{a}) - 1]$

Графики зависимости активной и реактивной составляющих входного сопротивления симметричного вибратора

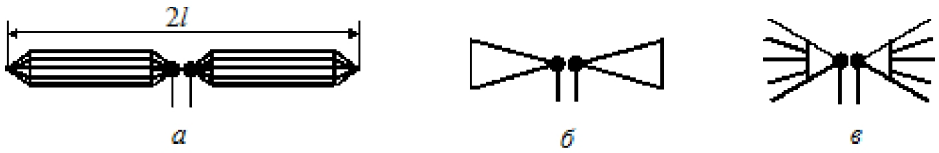


- а -



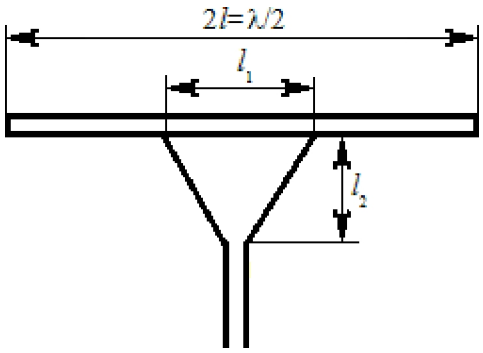
б -

Конструкции широкополосных антенн

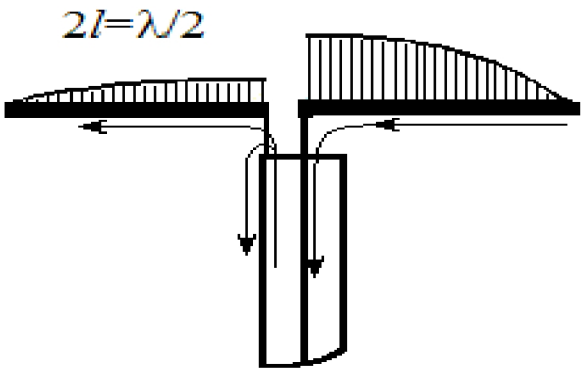


Способы питания вибраторных антенн

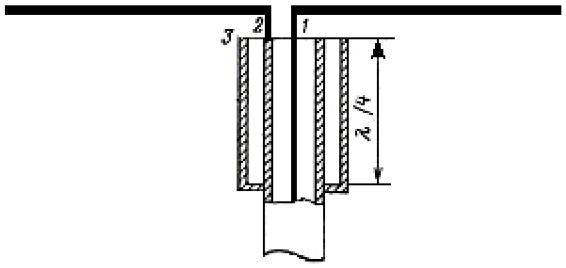
Подключение двухпроводной линии к вибраторной антенне с помощью дельта-трансформатора



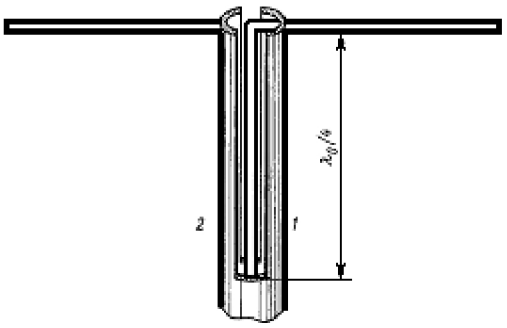
Подключение к вибраторной антенне коаксиальной линии передачи



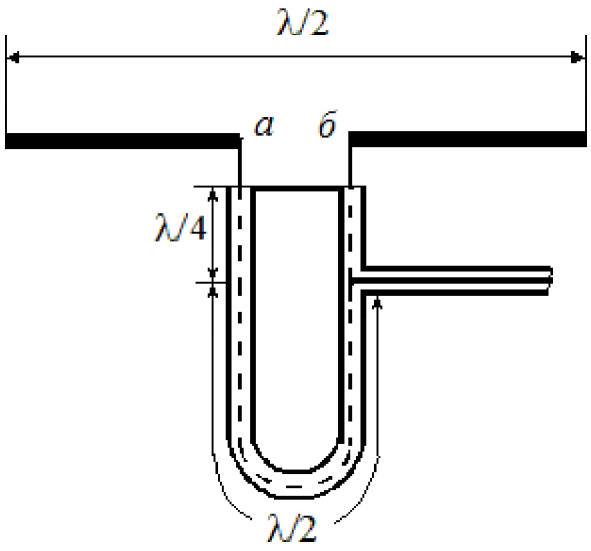
1. Четвертьволновый симметрирующий стакан.



2. Щелевое симметрирующее устройство

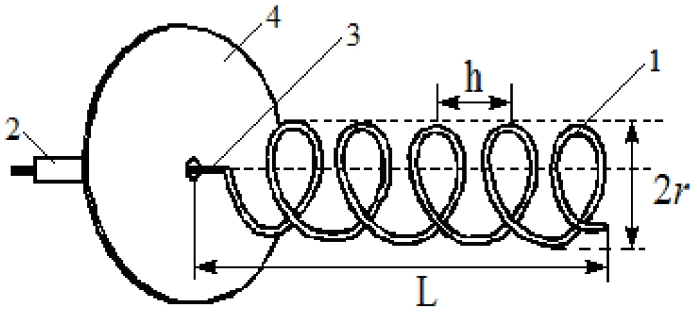


3. Симметрирующее U-колено.

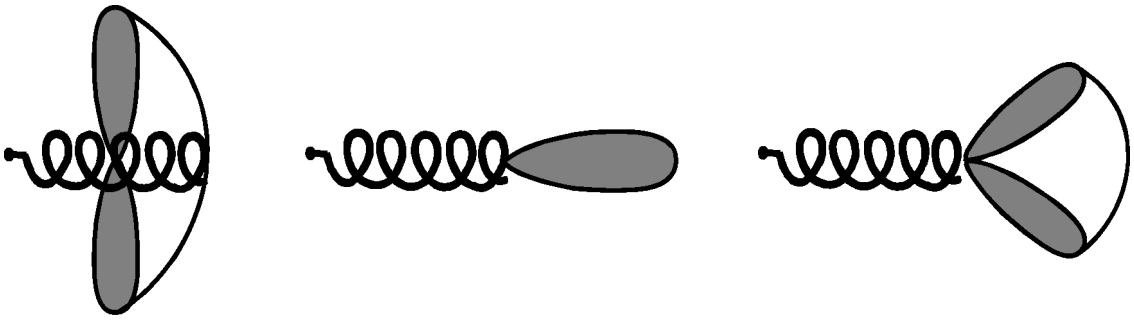


2.12 СПИРАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Конструкция спиральной антенны



Три режима работы спиральной антенны



а *б* *в*

Режим осевого излучения T_1

1. Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности определяется выражением

$$2\theta_{0,5}^{\circ} = \frac{52}{\frac{l}{\lambda}\sqrt{\frac{Nh}{\lambda}}}.$$

2. Коэффициент направленного действия антенны определяется выражением

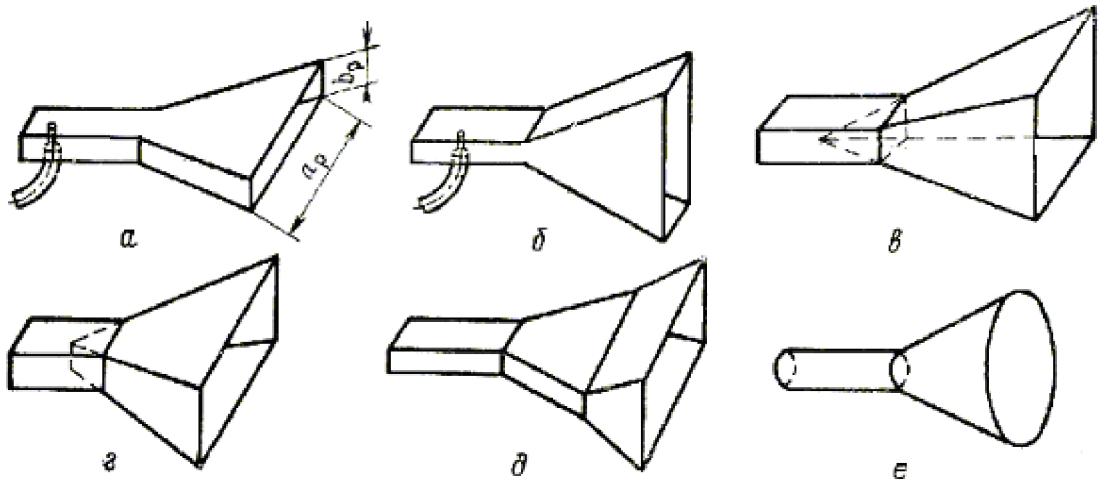
$$D_{\max} = 7{,}5 \cdot \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \cdot N \cdot \frac{h}{\lambda},$$

3. Входное сопротивление спиральной антенны определяется выражением

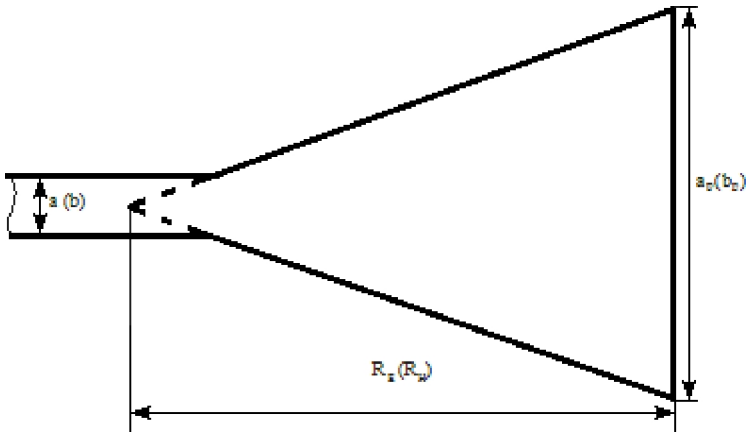
$$R_{BX} = 140\frac{l}{\lambda}[ом].$$

2.13 РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

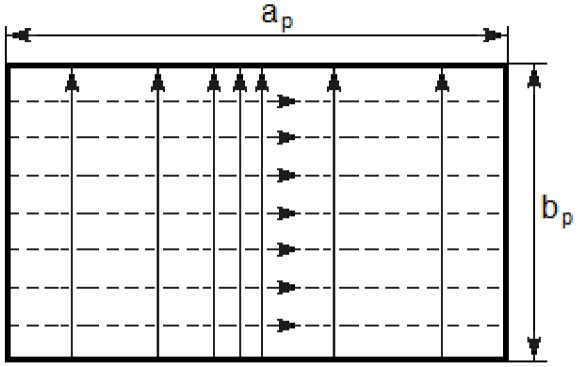
Конструкции рупорных антенн



Геометрические размеры пирамидальной рупорной антенны в плоскости E (H)



Структура поля в раскрыве пирамидальной рупорной антенны



Фазовые ошибки в раскрыве рупорной антенны

$$\Delta\varphi_E = \frac{\pi \cdot b_p^2}{4 \cdot \lambda \cdot R_E},$$

$$\Delta\varphi_H = \frac{\pi \cdot a_p^2}{4 \cdot \lambda \cdot R_H},$$

Допустимая фазовая ошибка в Е- и Н-плоскостях

$$\Delta\varphi_{E\ \ddot{a}\hat{i}\ddot{i}} = \frac{\pi}{2}, \qquad \Delta\varphi_{\acute{I}\ \ddot{a}\hat{i}\ddot{i}} = \frac{3\pi}{4}.$$

Диаграмма направленности рупорной антенны в Е- и Н-плоскостях соответственно рассчитываются по формулам

$$F_E(\theta) = \frac{\sin(U_E)}{U},$$

$$F_H(\theta) = \frac{\cos(U_H)}{1 - \left(\frac{2 \cdot U_H}{\pi}\right)^2},$$

где $U_E = \frac{\pi \cdot b_p \cdot \sin(\theta)}{\lambda}$, $U_H = \frac{\pi \cdot a_p \cdot \sin(\theta)}{\lambda}$.

Ширина диаграммы направленности по полю на уровне $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$

$$2\theta_{0.5}^E = \frac{0.89 \cdot \lambda}{b_p},$$

$$2\theta_{0.5}^H = \frac{1.18 \cdot \lambda}{a_p}.$$

Влияние фазовой ошибки на

диаграмму направленности рупорной антенны

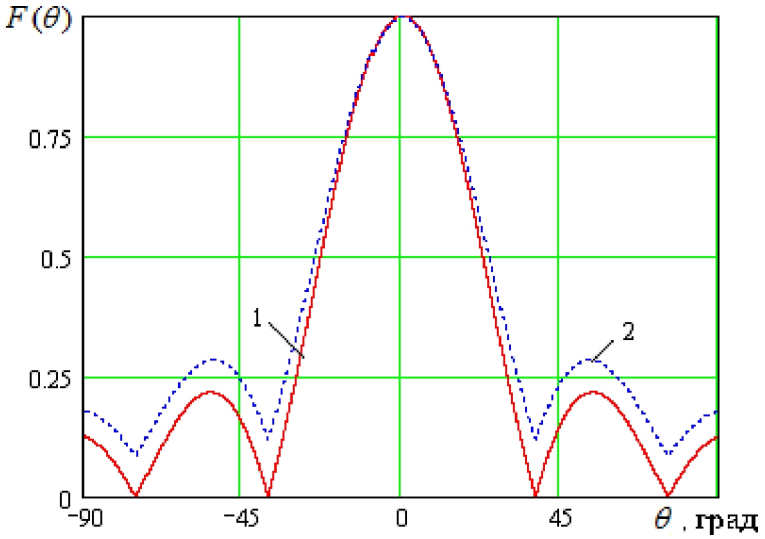


Рисунок 6.48 - Диаграмма направленности в прямоугольной системе координат

Коэффициент направленного действия рупорной антенны

$$\hat{E}\acute{I}\ddot{A} = \frac{\nu \cdot 4 \cdot \pi \cdot a_p \cdot b_p}{\lambda^2},$$

где ν - коэффициент использования поверхности раскрыва антенны.

Параметры рупорных антенн

Тип антенны	КНД	ν	$2\theta^E_{0.5}$	$2\theta^H_{0.5}$	R_{opt}
Открытый конец волновода	$0{,}81\frac{4\pi}{\lambda^2}ab$	0,81	$51\frac{\lambda}{b}$	$68\frac{\lambda}{a}$	-
Н-секториальный рупор	$0{,}64\frac{4\pi}{\lambda^2}a_P b_P$	0,64	$51\frac{\lambda}{b}$	$78\frac{\lambda}{a_P}$	$\frac{a_P^2}{3{,}3\lambda}$
Е-секториальный рупор	$0{,}64\frac{4\pi}{\lambda^2}a_P b_P$	0,64	$56\frac{\lambda}{b_P}$	$68\frac{\lambda}{a}$	$\frac{b_P^2}{2{,}1\lambda}$
Пирамидальный рупор	$0{,}5\frac{4\pi}{\lambda^2}a_P b_P$	0,5	$56\frac{\lambda}{b_P}$	$78\frac{\lambda}{a_P}$	$\frac{a_P^2}{3\lambda}$
Конический рупор	$0{,}51\frac{4\pi}{\lambda^2}S_\Gamma$	0,51	$60\frac{\lambda}{d}$	$70\frac{\lambda}{d}$	$0{,}3\frac{(d)^2}{\lambda}$

2.14 СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пименов, Ю. В. Техническая электродинамика [Текст]/ Ю.В.Пименов, В. И. Вольман, А. Д. Муравцов. Под ред. Ю.В. Пименова. - М.: Радио и связь, 2000. - 536 с.

2. Драбкин, А. Л. Антенно - фидерные устройства [Текст] / А.Л. Драбкин, В.Л. Зузенко, А. Г. Кислов - М.: Сов. Радио, 1974. - 536 с.

3. Веселов, Г. И. Микроэлектронные устройства СВЧ [Текст] / Г. И. Веселов, Е. Н. Егоров, Ю. Н. Алехин и др. Под ред. Г. И. Веселова. - М. : Высш. школа, 1988. - 280 с.

4. Сазонов, Д. М. Устройства СВЧ [Текст]/Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. - М.: Высшая школа, 1981.- 295с.

5. Федоров, Н. Н. Основы электродинамики [Текст] - М.: Высшая школа, 1980. - 399 с.

6. Справочник по элементам полосковой техники [Текст] / Под ред. А.Д. Фельдштейна. - М.: Связь, 1979. - 336 с.

7. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств [Текст] / Под ред. В.И. Вольмана. - М.: Радио и связь, 1982.- 328 с.

8. Неганов, В. А. Теория и применение устройств СВЧ [Текст] / В. А. Неганов, Г. П. Яровой ; под ред. В. А. Неганова. - М.: Радио и связь, 2006. - 719 с.

9. Григорьев А. Д. Электродинамика и техника СВЧ [Текст] - М.: Высш. шк., 1990. - 335 с.

3.1 РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧ СВЧ-ДИАПАЗОНА

ЦЕЛЬ РАБОТЫ: изучение распределения электромагнитного поля и входного сопротивления регулярной линии и влияния на них комплексного сопротивления нагрузки.

1.КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

1.1.Эквивалентная двухпроводная линия

Для передачи энергии электромагнитной волны из одной точки пространства в другую служат линии передачи (ЛП). Каждая линия передачи характеризуется рядом параметров, в том числе структурой электромагнитного поля, волновым сопротивлением, дисперсионной характеристикой. На рис.1 изображены структуры полей в наиболее часто используемых в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) линий передач - прямоугольном волноводе, симметричной полосковой линии, несимметричной полосковой (микрополосковой) линии, коаксиальной линии.

В большинстве случаев длина линии передачи в диапазоне СВЧ соизмерима или больше длины волны. В этом случае линии передачи называются длинными. Регулярной называется линия передачи, параметры которой в продольном направлении неизменны.

На основе линий передач различных типов возможно создание большого числа функциональных устройств: делителей мощности, частотно-избирательных систем, устройств для детектирования и преобразования СВЧ-сигналов, амплитудных и фазовых модуляторов и т.д.

Все эти и другие устройства, изготовленные на основе различных типов линий передач , имеют разные конструкции. Однако в них есть и общие закономерности, позволяющие описать работу этих устройств независимо от используемого типа линий передач. Одной из таких общих закономерностей является процесс распространения и преобразования энергии электромагнитной волны во всех устройствах независимо от

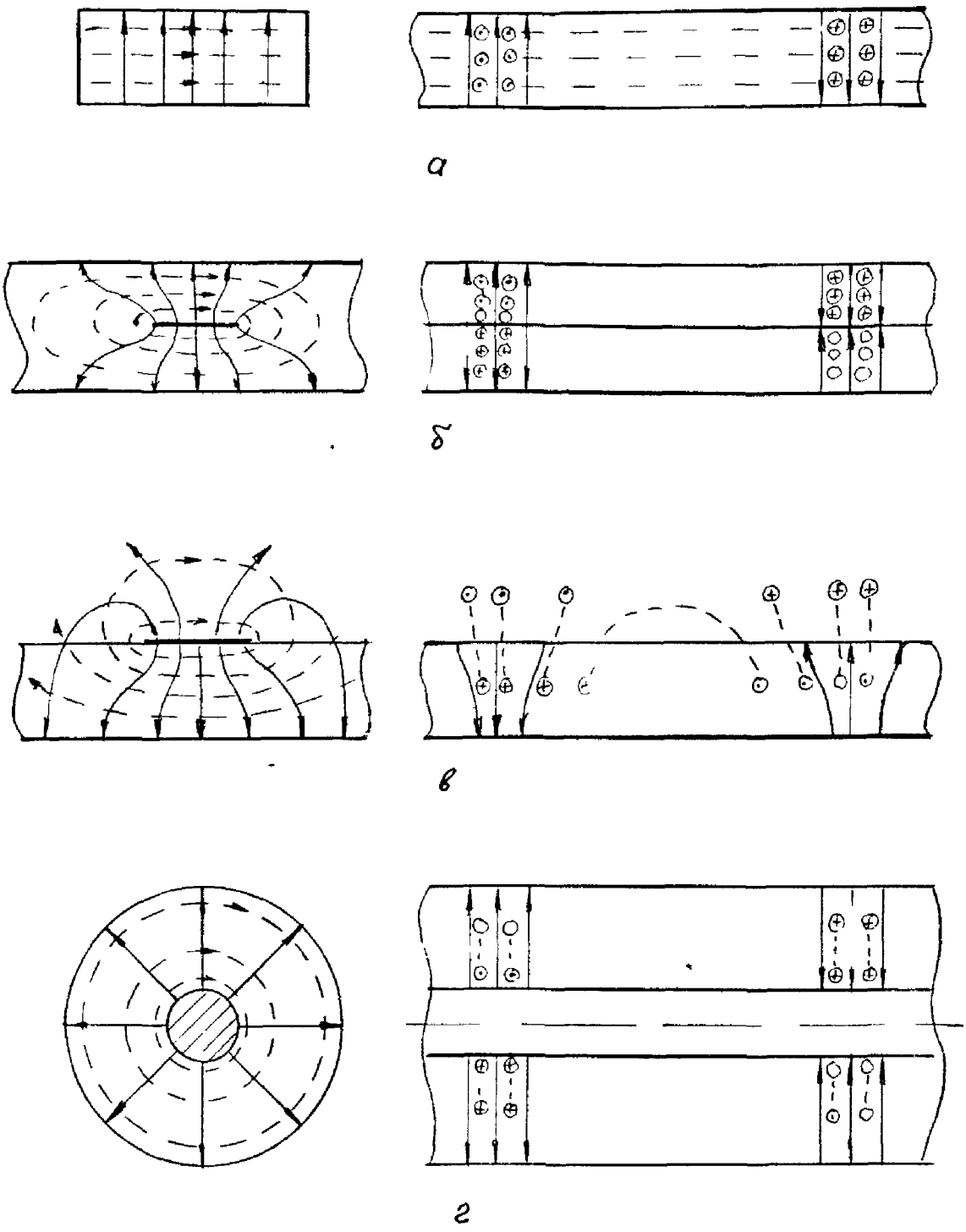


Рис.1.Структуры полей в линиях передачи СВЧ-диапазона

примененного в нем типа линии передачи.

Эта общая закономерность обусловлена тем, что процессы распространения электромагнитной волны в любом типе линий передач описываются частным случаем уравнений Максвелла - уравнениями Гельмгольца. Это позволяет анализировать происходящие в линии передачи процессы на простейшей модели линии передачи - эквивалентной двухпроводной линии.

Введение понятия эквивалентной линии передачи позволяет формализовать и существенно упростить процесс анализа СВЧ устройств, который для расчета ряда параметров становится независимым от типа используемой линии передачи.

Кроме того, такой подход позволяет выбрать наиболее оптимальный принцип построения устройств, сравнить характеристики функционально одинаковых устройств, выполненных на основе линий передач различных типов.

Рассмотрим эквивалентную двухпроводную линию передачи. С ее помощью можно изучать процессы в любом типе линий передач СВЧ-энергии, если между рядом параметров эквивалентной и реальной линий передач существует взаимно однозначное соответствие:

1. В эквивалентной и реальной линиях передачи распространяется только один тип волны.

2. Комплексная постоянная распространения $\gamma = \alpha + i\beta$ эквивалентной и реальной линий совпадают.

3. Волновое сопротивление реальной и эквивалентной линий равны.

4. Амплитуды напряжения в эквивалентной линии связаны с мощностью волны в реальной линии соотношениями

$$U_{пад} = \sqrt{P_{пад}}\, e^{\gamma x},$$

$$U_{отр} = \sqrt{P_{отр}}\, e^{-\gamma x},$$

$$P_{пад} = Re\left\{ \int_{S_\perp} [\dot{\bar{E}}\, \dot{\bar{H}}^*]\, d\bar{S} \right\},$$

где $P_{пад}$ - активная мощность реальной линии

передачи, переносимая электромагнитной волной от генератора к нагрузке.

5. Фазы распределения напряжения в эквивалентной линии совпадают с фазами поперечной составляющей электрического поля в реальной линии:

$$arg(U_{нагр}) = arg(E_{нагр\perp}).$$

Рассмотрим характеристики эквивалентной линии передачи.

1.2. Распределение напряжения в линии передачи

Отрезок эквивалентной линии передачи с Т-волной длиной Δx (рис.2,а) можно представить в виде эквивалентной схемы, показанной на рис.2,б. R, G, L и C представляют собой соответственно погонные активные составляющие сопротивления и проводимости, индуктивности и емкости. Величины R и G описывают активные потери в линии передачи соответственно за счет конечного сопротивления проводников и конечной проводимости изоляции между проводниками линии передачи, а L и C - индуктивность и емкость.

Если параметры линии передачи не изменяются вдоль ее продольной оси x (рис.2,а), то линия передачи является регулярной, и для нее комплексные напряжение U и ток I связаны телеграфными уравнениями второго порядка [1,2]:

$$\begin{cases} \dfrac{d^2U}{dx^2} - \dot{z}\dot{Y}U = 0, \\ \dfrac{d^2I}{dx^2} - \dot{z}\dot{Y}I = 0, \end{cases}$$

где $\dot{z} = R + i\omega L$, $\dot{Y} = G + i\omega C$,

ω - круговая частота, $\omega = 2\pi f$.

Общее решение системы уравнений можно записать в виде

$$\begin{cases} U = U_{пад}(x) + U_{отр}(x) = U_{пад}(0)\, e^{\gamma x} + U_{отр}(0)\, e^{-\gamma x}, \\ I = I_{пад}(x) + I_{отр}(x) = I_{пад}(0) e^{\gamma x} + I_{отр}(0) e^{-\gamma x} \end{cases} \quad (1)$$

Здесь x - продольная координата,

γ - постоянная распространения, $\gamma = \alpha + i\beta = \sqrt{ZY}$,

α - коэффициент затухания,

β - коэффициент фазы, $\beta = 2\pi / \lambda_в$,

$\lambda_в$ - длина волны в линии передачи,

$U_{пад}(0)$, $U_{отр}(0)$, $I_{пад}(0)$, $I_{отр}(0)$ - комплексные постоянные интегрирования, определяемые из граничных условий.

Из соотношения (1) следует, что в каждой точке линии передачи напряжение U и ток I в общем случае состоят из двух взаимно независимых волн $U_{пад}(x)$, $I_{пад}(x)$ и $U_{отр}(x)$, $I_{отр}(x)$, распространяющихся соответственно в отрицательном и положительном направлениях оси x. Распределение вдоль оси линии передачи напряжения и тока определяется постоянной распространения $\gamma = \alpha + i\beta$, в общем случае являющейся комплексным числом. Реальная часть α постоянной распространения γ обусловливает затухание, мнимая часть β - скорость изменения фазы от координаты x.

Рассмотрим характеристики линии передачи без потерь. Для таких линий передач постоянная распространения γ имеет чисто мнимый характер, т.е. $\gamma = i\beta$.
В этом случае (1) преобразуется к виду

$$\begin{cases} U(x) = U_{пад}(0) e^{i\beta x} + U_{отр}(0) e^{-i\beta x}, \\ I(x) = I_{пад}(0) e^{i\beta x} + I_{отр}(0) e^{-i\beta x} \end{cases} \quad (2)$$

Эти выражения описывают распределение напряжения и тока в линии передачи без потерь.

1.3. Коэффициент отражения, входное сопротивление, распределение напряжения и тока в линии передачи без потерь

Пусть генератор через линию передачи нагружен на произвольную комплексную нагрузку $Z_н = R_н + iX_н$ (рис.3). Введем коэффициент отражения по напряжению в произвольной точке линии передачи $\Gamma(x)$ соотношением

$$\Gamma(x) = \frac{U_{отр}(x)}{U_{пад}(x)} = -\frac{I_{отр}(x)}{I_{пад}(x)} \qquad (3)$$

Коэффициент отражения показывает соотношение амплитуд и фаз между падающей и отраженной от нагрузки волнами в линии передачи. Соотношение (3) с учетом (2) можно преобразовать к виду

$$\Gamma(x) = \frac{U_{отр}(x)}{U_{пад}(x)} = \frac{U_{отр}(0)}{U_{пад}(0)} e^{-i2\beta x} = \Gamma_н e^{-i2\beta x}, \qquad (4)$$

где $\Gamma_н$ - коэффициент отражения в линии передачи при $X = 0$,

$$\Gamma_н = |\Gamma_н| e^{i\varphi_н} = \Gamma(0) = \frac{U_{отр}(0)}{U_{пад}(0)} .$$

Из соотношения (4) следует, что модуль коэффициента отражения в любом сечении линии передачи постоянен, а фаза изменяется по закону $\exp(-i2\beta x)$. Используя соотношение (4), можно экспериментально измерить комплексный коэффициент отражения в любом сечении линии передачи. Для этого необходимо измерить отдельно комплексные амплитуды падающей и отраженной волн, что является сложной задачей. Более простой метод измерения коэффициента отражения , применяемый при экспериментальных исследованиях, изложен далее.

Входное сопротивление отрезка линии передачи длиной X ,

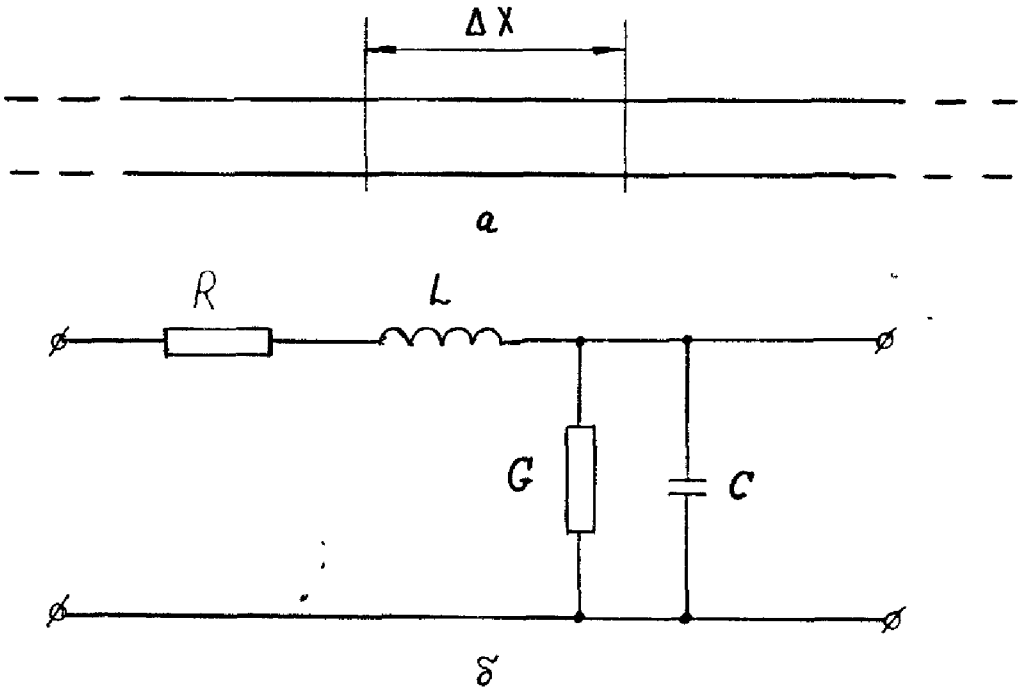


Рис.2. Эквивалентная линия передачи (а) и эквивалентная схема отрезка линии передачи длиной ΔX (б)

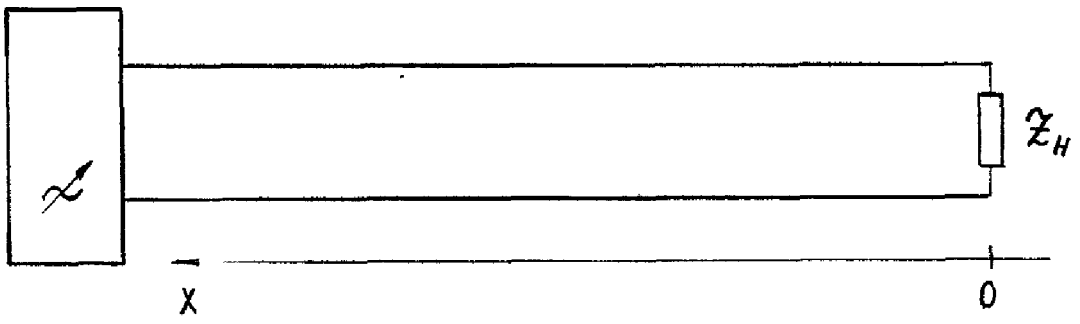


Рис.3. Линия передачи, нагруженная на комплексное сопротивление Zн

нагруженного на комплексное сопротивление $\dot{Z}_н$, - это отношение напряжения к току на входе отрезка линии передачи

$$\dot{Z}_{вх}(x) = \frac{U_{пад}(x) + U_{отр}(x)}{I_{пад}(x) + I_{отр}(x)} = \frac{U_{пад}(0)\,e^{i\beta x} + U_{отр}(0)\,e^{-i\beta x}}{\frac{1}{Z_в}\left(U_{пад}(0)\,e^{i\beta x} - U_{отр}(0)\,e^{-i\beta x}\right)} =$$

$$= Z_в \frac{1 + \Gamma_н\, e^{-i2\beta x}}{1 - \Gamma_н\, e^{-i2\beta x}} = Z_в \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} . \qquad (5)$$

Здесь $Z_в = U_{пад}(x)/I_{пад}(x)$ - волновое сопротивление линии передачи, которое показывает соотношение между амплитудами напряжения и тока в бегущей волне. Из соотношения (5) следует, что входное сопротивление отрезка линии передачи длиной x, нагруженного на комплексное сопротивление $\dot{Z}_н$, - комплексная величина, зависящая от $Z_в$ и $\Gamma(x)$. Путем несложных алгебраических преобразований из соотношения (5) можно получить выражение для коэффициента отражения

$$\Gamma(x) = \Gamma_н\, e^{-i2\beta x} = \frac{\dot{Z}_н - Z_в}{\dot{Z}_н + Z_в}\, e^{-i2\beta x} , \qquad (6)$$

$$\Gamma_н = |\Gamma_н| e^{i\varphi_н} = \frac{\dot{Z}_н - Z_в}{\dot{Z}_н + Z_в} . \qquad (7)$$

Из (6) следует, что комплексный коэффициент отражения, характеризующий соотношение между амплитудами падающей и отраженной волн, зависит только от величин волнового сопротивления линии передачи $Z_в$ и комплексного сопротивления нагрузки $\dot{Z}_н$.

Напряжение и ток в линии передачи , нагруженной на комплексное сопротивление $\dot{Z}_н = R_н + iX_н$, описываются соотношениями (2), которые с учетом (3) и (6) преобразуются к виду

$$U(x) = U_{пад}(x)\left[1 + \frac{U_{отр}(x)}{U_{пад}(x)}\right] = U_{пад}(x)\left[1 + \Gamma_н e^{-i2\beta x}\right],$$

$$I(x) = I_{пад}(x)\left[1 + \frac{I_{отр}(x)}{I_{пад}(x)}\right] = I_{пад}(x)\left[1 - \Gamma_н e^{-i2\beta x}\right].$$

Из этих соотношений путем несложных преобразований можно получить выражения для модулей нормированного напряжения $|U_н(x)|$ и $|i_н(x)|$ тока в произвольном сечении линии передачи

$$\begin{cases} |U_н(x)| = \left|\dfrac{U(x)}{U_{пад}(x)}\right| = \sqrt{1 + |\Gamma_н|^2 + 2|\Gamma_н|\cos(2\beta x - \varphi_н)} \\ |i_н(x)| = \left|\dfrac{I(x)}{I_{пад}(x)}\right| = \sqrt{1 + |\Gamma_н|^2 - 2|\Gamma_н|\cos(2\beta x - \varphi_н)} \end{cases}, \quad (8)$$

На рис.4 в качестве примера приведены рассчитанные по (8) зависимости $|U_н(x)|$ и $|i_н(x)|$ при $|\Gamma_н| = 0{,}5$ и $\varphi_н = \pi/4$. Из представленных на рис.4 зависимостей и соотношений (8) можно сделать следующие выводы:

1. Нормированные напряжение и ток в линии передачи являются периодическими функциями координаты x с периодом $l = \lambda_в/2$.

2. Если в каком-либо сечении линии передачи имеет место минимум напряжения, то в этом же сечении имеет место максимум тока и наоборот.

3. Фазовый угол коэффициента отражения $\varphi_н$ определяет лишь положение на оси X минимумов и максимумов и не влияет на их величины.

4. Нормированные амплитуды напряжения и тока имеют максимальные и минимальные значения, соответственно равные $|U_н(x), i_н(x)|_{max} = 1 + |\Gamma_н|$, $|U_н(x), i_н(x)|_{min} = 1 - |\Gamma_н|$. Минимумы напряжения (или тока) также называют узлами напряжения (или тока), а максимумы - пучностями.

5. Отношение наибольшего значения напряжения к наименьшему для линии передачи без потерь есть величина постоянная и численно равная коэффициенту стоячей волны по напряжению

$$K_{ст\,v} = \frac{|U(x)|_{max}}{|U(x)|_{min}} = \frac{1 + |\Gamma_н|}{1 - |\Gamma_н|}. \quad (9)$$

Из этого соотношения вытекает другой метод измерения комплексного коэффициента отражения, основанный на измерении максимального и минимального напряжений в линии передачи

$$|\Gamma_н| = \frac{K_{ст\,V} - 1}{K_{ст\,V} + 1} = \frac{|U(x)|_{max} - |U(x)|_{min}}{|U(x)|_{max} + |U(x)|_{min}} . \qquad (10)$$

Иногда используют коэффициент бегущей волны $K_{бв\,V}$, обратный коэффициенту стоячей волны, $K_{бв\,V} = 1 / K_{ст\,V}$. Из соотношения (8) следует, что фаза коэффициента отражения определяется положением минимума напряжения

$$\varphi_н = 2\beta X_н , \qquad (11)$$

где $X_н$ - положение минимума напряжения в линии передачи (см. рис.3).

Экспериментально измерить фазу коэффициента отражения, пользуясь соотношением (11), затруднительно, т.к. начало введенной системы координат совпадает с концом линии (рис.3), а зонд измерительной линии до плоскости подключения нагрузки не перемещается. В этом случае величину $X_н$ можно определить как разность между минимумом напряжения X_{min} и условным концом линии передачи $X_{укл}$, т.е.

$$X_н = X_{min} - X_{укл} . \qquad (12)$$

Под условным концом линии передачи понимают положение любого минимума напряжения при коротком замыкании выхода измерительной линии. При этом в силу периодичности функции $|U(x)|$ разность между положением любого минимума при произвольной нагрузке и положением ближайшего к нему условного конца линии передачи есть величина постоянная.

Так как законы изменения от координаты X нормированного напряжения и тока отличаются только начальной фазой (они сдвинуты друг относительно друга на расстояние $\lambda_в / 2$), а по форме одинаковы, далее будем рассматривать только распределение в линии передачи напряжения.

Рассмотрим распределение напряжения и входного сопротивления при холостом ходе и коротком замыкании линии передачи, т.е. при Zн = ∞ и Zн = 0 .

При холостом ходе линии передачи Zн = ∞ и коэффициент отражения $\Gamma_н$ согласно соотношению (7)

$$\Gamma_н = 1 , \quad |\Gamma_н| = 1 , \quad \varphi_н = 0 .$$

Тогда из (8) и (5) получим следующие выражения для напряжения и входного сопротивления

$$|U_н(x)| = \sqrt{2 + 2\cos(2\beta x)} = 2|\cos(\beta x)| ,$$
$$Z_{вх}(x) = Z_в \frac{1 + e^{-i2\beta x}}{1 - e^{-i2\beta x}} = -i Z_в ctg(2\beta x) . \qquad (13)$$

Аналогично при Zн = 0 получим

$$\Gamma_н = -1 , \quad |\Gamma_н| = 1 , \quad \varphi_н = \pi ,$$
$$|U_н(x)| = 2|\sin(\beta x)| , \qquad (14)$$
$$Z_{вх}(x) = i Z_в tg(2\beta x) .$$

На рис.5,а и 5,б приведены построенные по указанным выражениям распределения напряжения и входного сопротивления соответственно при холостом ходе (Zн = ∞) и коротком замыкании (Zн = 0) линии передачи. Из представленных на рис.5,а зависимостей и соотношений (13) для линии передачи, разомкнутой на конце , можно сделать следующие выводы.

1.Входное сопротивление линии передачи, разомкнутой на конце, имеет чисто реактивный характер $Z_{вх} = i x_{вх}$, $R_{вх} = 0$.

2.На конце линии передачи (т.е. при Хн = 0) входное сопротивление равно сопротивлению нагрузки (Zвх = Zн = ∞), а напряжение имеет максимум.

3.Минимумы напряжения совпадают с минимумами входного сопротивления, а максимумы - с максимумами. Минимумы сдвинуты относительно максимумов вдоль продольной оси линии пере-

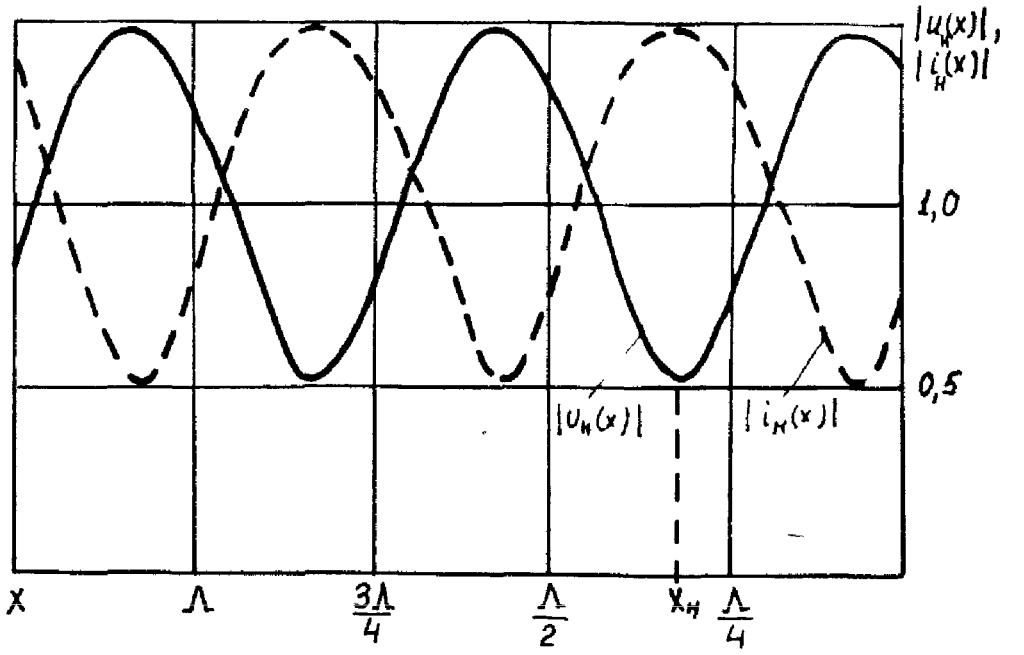


Рис.4. Распределение нормированных напряжения $|U_н(x)|$ и тока в линии передачи без потерь при $|Г_н| = 0,5$ и $\varphi_н = \pi / 4$

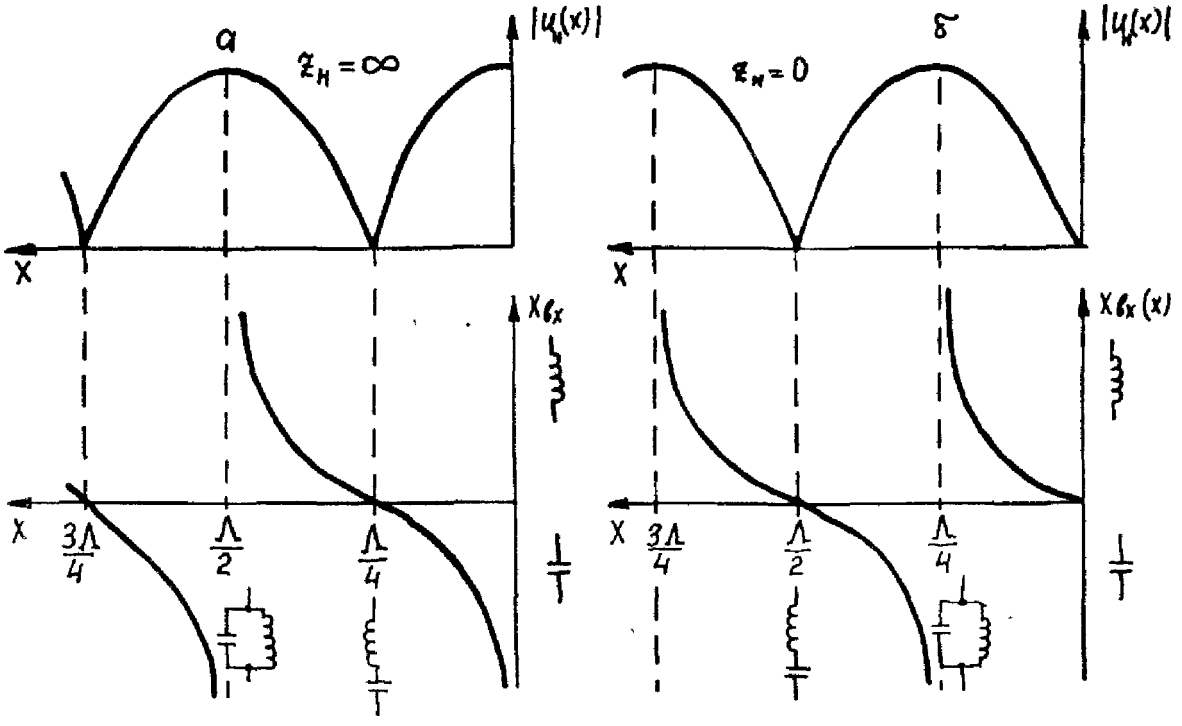


Рис.5. Распределение напряжения и входного сопротивления в линии передачи без потерь при холостом ходе (а) и коротком замыкании (б)

дачи на четверть длины волны.

4. Распределение входного сопротивления Zвх(x) и напряжения | U (x) | вдоль оси линии передачи являются периодическими функциями с периодом L = $\lambda_в$ / 2.

5. Входное сопротивление разомкнутого на конце отрезка линии передачи при:

$0 < X < \lambda_в / 4$ имеет чисто емкостный характер, т.к. Zвх = i Xвх, Xвх < 0;

$\lambda_в/2 > x > \lambda_в/4$ имеет индуктивный характер, т.к. Zвх = i Xвх, Xвх > 0 ;

$X = 0, \lambda_в/2, \ldots, Z_{вх} = i X_{вх} = \infty$, т.е. отрезок линии передачи с такой длиной эквивалентен параллельному колебательному контуру;

$X = \lambda_в/4, 3\lambda_в/4, \ldots, Z_{вх} = i X_{вх} = 0$, т.е. отрезок линии передачи с такой длиной эквивалентен последовательному колебательному контуру.

6. Распределение напряжения и входного сопротивления линии передачи, короткозамкнутой на конце, имеет те же особенности, что и в линии передачи, разомкнутой на конце. Отличается распределение напряжения и входного сопротивления вдоль оси линии передачи только начальной фазой (рис.5,б) - при X= = 0 входное сопротивление и напряжение имеют минимум, равный нулю.

Рассмотрим распределение напряжения и входного сопротивления в линии передачи, нагруженной на реактивную нагрузку Zн = Rн + iXн, Xн = 0. В этом случае

$$\Gamma_н = \frac{i X_н - Z_в}{i X_н + Z_в} = 1 \cdot e^{i\varphi_н}, \quad \varphi_н = \pi - 2\,\mathrm{arctg}\left(\frac{X_н}{Z_в}\right),$$

$$Z_{вх}(x) = Z_в \frac{1 + e^{i(\varphi_н - 2\beta x)}}{1 - e^{i(\varphi_н - 2\beta x)}}, \qquad (15)$$

$$|U_н(x)| = 2\,|\sin(\beta x - \varphi_н/2)|.$$

На рис.6 приведены рассчитанные по (15) зависимости напряжения и входного сопротивления от координаты X. Из представленных зависимостей можно сделать следующие выводы:

1.Минимумы и максимумы распределения входного сопротивления и напряжения вдоль оси линии передачи совпадают. Т.к. | Гн | = 1, то в линии передачи существует режим стоячих волн.

2.Из соотношений (16) следует, что при $X = 0$ $Z_{вх}(0) = iX_н$, т.е. входное сопротивление линии передачи при $X = 0$ численно равно сопротивлению нагрузки $Z_н$.

3.При $Z_н = iX_н = 0$ распределения напряжения и входного сопротивления (рис.6,а) совпадают с соответствующими кривыми при коротком замыкании линии передачи(рис.5,а).

4.При изменении величины реактивности нагрузки $X_н$ распределения напряжения и входного сопротивления смещаются одновременно влево или вправо вдоль продольной оси линии передачи X, причем всегда $Z_{вх}(x)$ на конце линии передачи численно равно сопротивлению нагрузки, т.е. $Z_{вх}(0) = iX_н$.

Если нагрузка линии передачи является активной ($Z_н = R_н$, $X_н = 0$),то входное сопротивление $Z_{вх}(x) = R_{вх}(x) + iX_{вх}(x)$ в общем случае при произвольном значении x является величиной комплексной, т.е. имеет активную и реактивную составляющие. На рис.7 приведены рассчитанные по (8) распределения напряжения в линии передачи, из которых можно сделать следующие выводы:

1.На конце линии передачи всегда имеет место экстремум напряжения (максимум или минимум).

2.При $Z_н = R_н = \infty$ имеет место режим холостого хода в линии передачи (рис.7,а). Особенности распределения напряжения и входного сопротивления в разомкнутой на конце линии передачи рассмотрены выше.

3.По мере уменьшения сопротивления нагрузки $Z_н = R_н$ до значения $Z_н = R_н = Z_в$ величина минимума напряжения увеличивается, а максимума - уменьшается (рис.7б,в).

4.При $Z_н = R_н = Z_в$ распределение напряжения в линии передачи представляет собой прямую линию. В этом случае в ли-

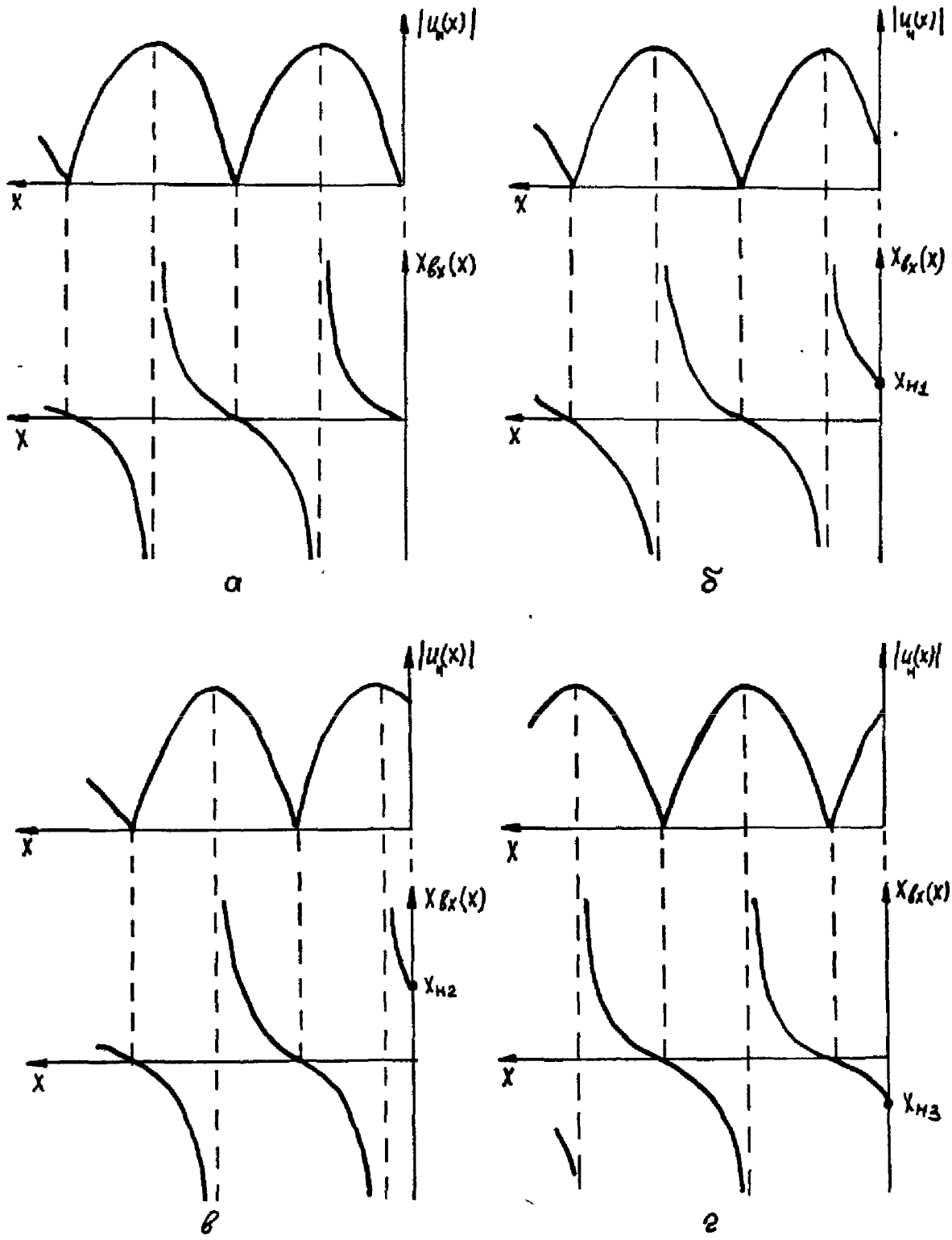


Рис.6. Распределение напряжения и входного сопротивления в линии передачи без потерь при реактивной нагрузке Zн = iXн:

а - $\dot{Z}_н = i X_н = 0$; б - $\dot{Z}_н = i X_{н1}$; в - $\dot{Z}_н = i X_{н2}$; $X_{н2} > X_{н1} > 0$; г - $\dot{Z}_н = i X_{н3}$; $X_{н3} < 0$

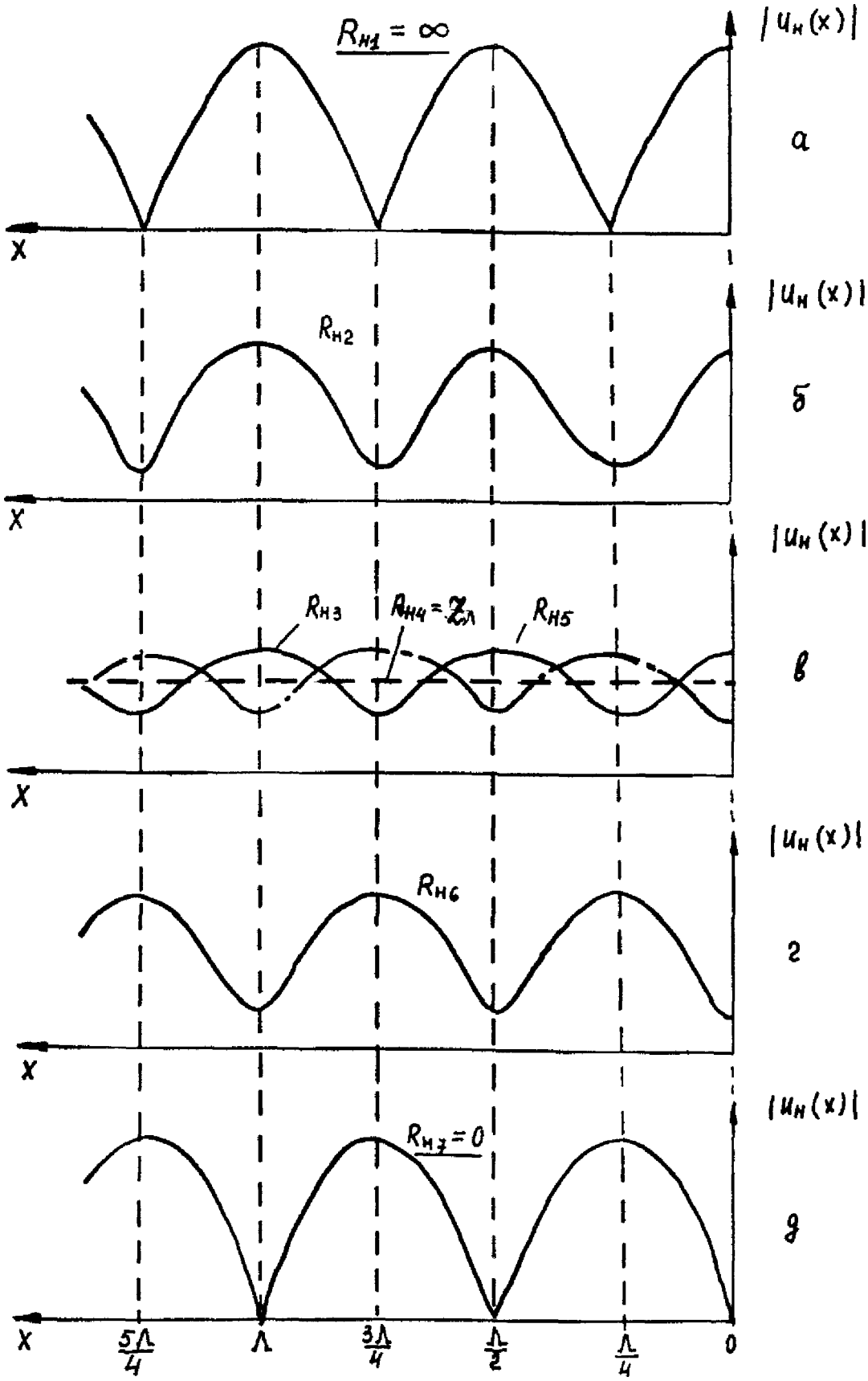


Рис.7. Распределение напряжения и входного сопротивления в линии передачи без потерь при активной нагрузке $Z_н = R_н$, $\infty = R_{н1} > R_{н2} > R_{н3} > R_{н4} = Z_в > R_{н5} > R_{н6} > R_{н7} = 0$

нии передачи существует только падающая волна; отраженная волна отсутствует.

5.По мере дальнейшего уменьшения сопротивления нагрузки Zн = Rн величина минимального значения напряжения уменьшается, а максимального - увеличивается. При этом положение максимумов и минимумов по сравнению с распределением напряжения при Zн > Zв меняется местами.

6.При Zн = Rн обеспечивается режим короткого замыкания.

Если нагрузкой линии передачи является комплексная нагрузка Zн = Rн + iXн, то в линии передачи существует режим смешанных волн. На рис.8 в качестве иллюстрации приведено распределение напряжения и входного сопротивления линии передачи при Zв = 50 Ом и Zн = 100 + i50 Ом. В этом случае экстремумы напряжения не совпадают с координатой X = 0, т.е. с концом линии передачи. Положения максимумов и минимумов в распределении вдоль оси линии передачи напряжения совпадают с положением соответствующих максимумов и минимумов распределения вдоль оси линии передачи активной составляющей входного сопротивления Rвх(x); реактивная составляющая входного сопротивления Xвх(x) в этих точках равна нулю.

2.ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

1.Собрать установку, схема которой приведена на рис.9.

2.Поставить на выход измерительной линии короткозамкнутую нагрузку, определить положение условного конца линии, а также длину волны в линии передачи $\lambda_в = 2*|Xmin_1 - Xmin_2|$, где $Xmin_{1,2}$ - положение соседних минимумов напряжения в линии передачи.

3.Снять кривые распределения напряжения вдоль оси линии передачи при разных нагрузках. Для этого к выходу измерительной линии поочередно подключить емкостную C, индуктивную L, активные Rн < Zв, Rн > Zв и комплексную Zн нагрузки.

Экспериментальные результаты занести в табл.1, построить нормированные относительно максимума графические зависимости распределения напряжения в линии передачи. Одновременно из-

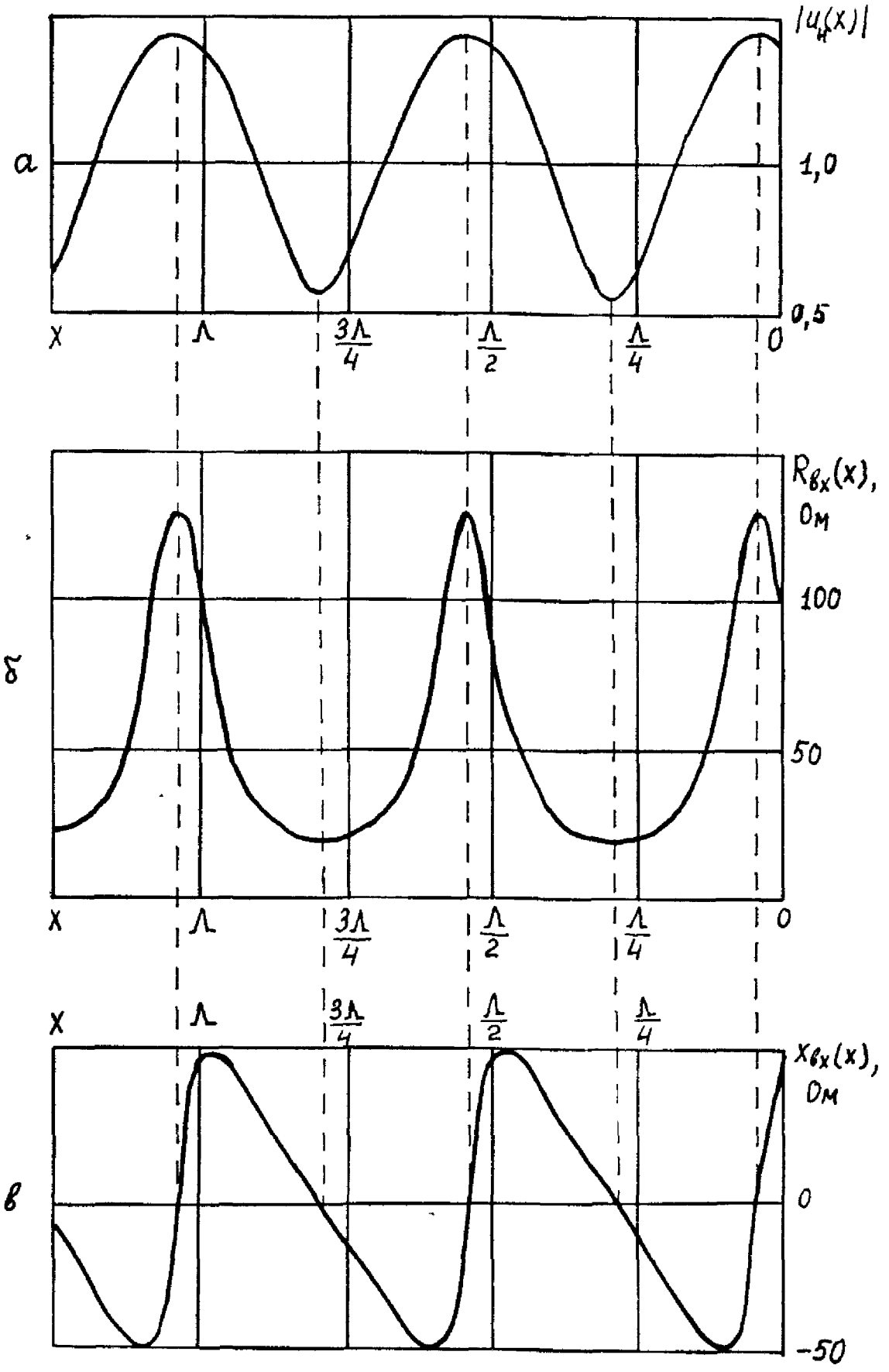


Рис.8. Распределение напряжения и входного сопротивления в линии передачи без потерь при Zв = 50 Ом и Zн = 100 + i50 Ом

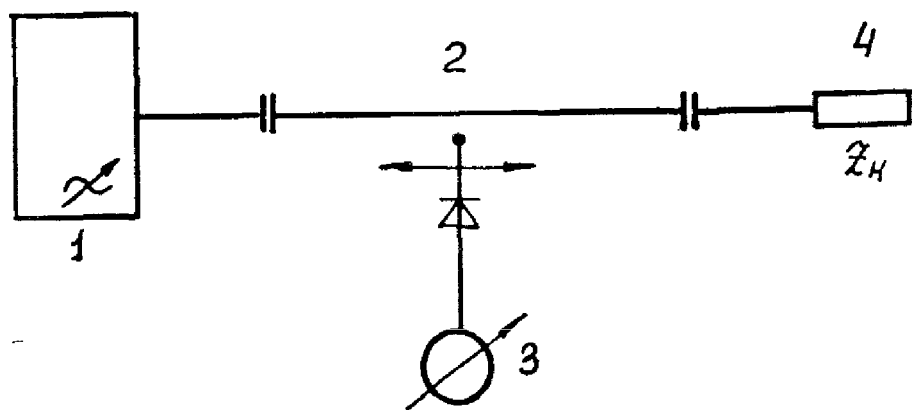


Рис.9.Схема экспериментальной установки:
1 - перестраиваемый генератор СВЧ;
2 - измерительная линия;
3 - измерительный усилитель;
4 - нагрузка

мерить коэффициент стоячей волны по напряжению Кст v и положение ближайшего к условному концу линии передачи минимума напряжения Xmin и записать в табл.2.

Таблица 1

X, мм					
U(x), В					
U(x)/Umax					

Таблица 2

Нагрузка	Параметры						
	$K_{ст\,v}$	X_{min}, мм	$X_{укл}$, мм	$X_н$, мм	$\lvert\Gamma_н\rvert$	$\varphi_н$, рад	$Z_н$, Ом
L							
C							
Rн < Zв							
Rн > Zв							
Zн							

4.Вычислить сопротивления всех нагрузок и результаты вычислений записать в табл.2. При вычислении можно использовать круговую диаграмму полных сопротивлений, либо воспользоваться указанными ниже расчетными формулами:

Методика расчета сопротивления нагрузки по результатам измерений

1.Задано:

Кст v - коэффициент стоячей волны по напряжению в линии передачи, нагруженной на конце на комплексное сопротивление Zн,

Xmin - положение ближайшего к условному концу линии передачи минимума напряжения,

Хукл - положение условного конца линии передачи,

$\lambda_в$ - длина волны в линии передачи.

2.Вычислить положение минимума напряжения относительно условного конца линии передачи

$$X_н = X_{min} - X_{укл}.$$

3. Вычислить модуль и фазу (в радианах) комплексного коэффициента отражения

$$|\Gamma_н| = \frac{K_{ст\,v} - 1}{K_{ст\,v} + 1}, \quad \varphi_н = \frac{4\pi}{\lambda_в}\left(X_{min} - X_{укл}\right).$$

4. Определить вещественную и мнимую части коэффициента отражения

$$\Gamma_н = |\Gamma_н| \cdot e^{i\varphi_н} = \Gamma_н' + i\,\Gamma_н'' = |\Gamma_н| \cdot \cos\varphi_н + i\,|\Gamma_н| \sin\varphi_н.$$

5. Вычислить сопротивление нагрузки по соотношению

$$Z_н = R_н + i\,X_н = Z_в \frac{1-(\Gamma_н')^2-(\Gamma_н'')^2}{(1-\Gamma_н')^2+(\Gamma_н'')^2} + i\,\frac{2\cdot\Gamma_н''}{(1-\Gamma_н')^2+(\Gamma_н'')^2}.$$

3. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Схему экспериментальной установки.
3. Таблицы и экспериментальные зависимости.
4. Краткие выводы по работе.

4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Записать выражения для напряжения и тока в линии передачи без потерь при произвольной нагрузке.
2. Нарисовать зависимости напряжения, тока и входного сопротивления для линии передачи, нагруженной на индуктивную нагрузку.
3. Нарисовать зависимости напряжения, тока и входного сопротивления для линии передачи, нагруженной на емкостную нагрузку.
4. Нарисовать зависимости напряжения, тока и входного

сопротивления для линии передачи, нагруженной на активную нагрузку.

5. Нарисовать зависимости напряжения, тока и входного сопротивления для короткозамкнутой линии передачи.

6. Нарисовать зависимости напряжения, тока и входного сопротивления для разомкнутой на конце линии передачи.

7. Как влияют активные потери в длинной линии на распределение напряжения и тока?

8. Что такое Кст v и Кбв v ?

9. Как измерить затухание в отрезке линии передачи?

10. Как измерить Zн с помощью измерительной линии?

11. Как измерить Zн с помощью направленных ответвителей?

3.3 АПЕРТУРНЫЕ АНТЕННЫ

В методических указаниях изложены принципы работы апертурных антенн с равномерным и косинусоидальным распределением амплитуды поля по апертуре. Рассмотрена методика расчета антенн, определены ширина диаграммы направленности, уровень боковых лепестков и коэффициент усиления. Показана возможность коррекции неравномерного фазового распределения по апертуре при помощи диэлектрической линзы. Рассмотрены свойства плоского эквивалента линзы Люнеберга, а также методы построения суммарно-разностной рупорной антенны. В ходе работы исследуется влияние амплитудно-фазового распределения поля по апертуре антенны на ее направленные свойства и коэффициент усиления, проводится сравнение расчета и эксперимента.

I. ВВЕДЕНИЕ

Рупорные антенны - один из основных видов антенн сантиметрового диапазона волн. Простота конструкции, удобство выполнения расчетов при хорошем совпадении теории и эксперимента, отсутствие потерь в тракте питания - вот те преимущества, которые позволяют использовать данный тип антенн для различных практических целей и применять их в качестве эталонных для проведения различных измерений. Единственным недостатком рупорной антенны является ее большая длина. Уменьшить длину рупора можно за счет помещения в ее раскрыв (апертуру) диэлектрической линзы, выравнивающей распределение фазы. Равномерность фазы может быть осуществлено как при использовании однородного диэлектрика за счет изменения его толщины, так и за счет использования неоднородных сред.

II. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Цель работы - приобретение навыков измерения и расчета диаграмм направленности и коэффициента, усиления рупорных и рупорно-линзовых антенн.

III. ЗАДАНИЕ ДЛЯ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ПОДГОТОВКИ

В процессе домашней подготовки необходимо ознакомиться с принципами работы рупорных и линзовых антенн; знать почему и как отличаются диаграммы направленности рупора в Е- и Н-плоскостях; уметь рассчитать коэффициенты усиления идеального и оптимального рупора; понимать, в чем заключается влияние фазового распределения на форму диаграммы направленности антенны; объяснить формирование диаграммы направленности суммарной или разностной рупорной антенны; знать методику проведения измерений и обработки их результатов; знать методику проведения измерений и обработки их результатов.

IV. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

Рупорные антенны относятся к классу апертурных антенн, у которых направленное излучение формируется плоской поверхностью раскрыва S. Простейшей апертурной антенной является открытый конец волновода. Однако ввиду сравнительно малых размеров излучающей апертуры по отношению к длине волны, такая антенна имеет слабую направленность. Для увеличения направленности применяют рупорные антенны. На рис. 1а показан Е-секториальный рупор, расширяющийся в плоскости вектора Е с постепенным увеличением размера b. Н-секториальный рупор (см. рис. 1б) расширяется в плоскости вектора Н с постоянным увеличением размера a. Такое название рупора получили из-за следующего: в волноводах на практике используют простейший тип волны, а в прямоугольных волноводах таковым является волна H_{10}, структура поля которой напоминает картину электрического поля в плоском конденсаторе; расширение рупора в плоскости соответствующего вектора поля и дает названия Е-секториальный и Н-секториальный рупор.

Если увеличить оба размера волновода, то получается пирамидальный рупор с раскрывом $S=ab$ (рис. 1в). В отличие от секториальных рупоров диаграмма направленности сужается как в Е-, так и в Н-плоскостях.

Направленные свойства рупорной антенны приближенно можно оценить используя метод Гюйгенса-Кирхгофа. В соответствии с этим методом поле излучения любой апертурной антенны можно рассчитать путем сложения полей излучения элементарных площадок, расположенных непрерывно по всей излучающей поверхности антенны, В данном случае излучающей поверхностью является поверхность раскрыва рупора. Поскольку в рупоре в основном сохраняется тот же характер поля, что и в волноводе, то принимают, что на апертуре существуют две взаимно-перпендикулярные тангенциальные составляющие поля E_Y и H_X, амплитуды которых не зависят от координаты y, а вдоль координаты x изменяются по закону косинуса. Однако в отличие от поверхности открытого конца волновода, апертура рупора не может быть возбуждена синфазно, так как в рупоре распространяется цилиндрическая (в секториальных) или близкая к сферической (в пирамидальных) волна.

Для расчета фазового распределения по апертуре рупора (рис.2) найдем фазу поля в точке M на расстоянии X от центра апертуры, причем фазу поля в точке $X = 0$ примем за нулевую. Из геометрических соображений нетрудно найти, что уравнение распределение фазы имеет вид

$$\Psi(x)=\frac{2\pi}{\lambda}\cdot(h-R)=\frac{2\pi}{\lambda}\cdot\left(\sqrt{R^2+x^2}-R\right)\approx\frac{\pi}{\lambda}\cdot\frac{a^2}{R},$$

$$\Psi_{max}=\frac{\pi}{4\lambda}\cdot\frac{a^2}{R}.$$

Видно, что распределение фазы поля по апертуре рупорной антенны подчинено квадратичному закону, причем фазовая ошибка тем меньше, чем больше длина антенны R. При аналогичных расчетах, проведенных для пирамидального рупора

$$\Psi(x,y)=\frac{\pi}{\lambda}\cdot\left(\frac{x^2}{R_H}+\frac{y^2}{R_E}\right),$$

где R_H и R_E - длина рупора в Н- и Е-плоскостях соответственно. Максимальный сдвиг фазы имеет место при $x=\pm\frac{a}{2}$ и $y=\pm\frac{b}{2}$.

Тогда максимальный сдвиг фазы пирамидального рупора равен

$$\Psi_{max}=\frac{\pi}{4\lambda}\cdot\left(\frac{a^2}{R_H}+\frac{b^2}{R_E}\right).$$

Диаграмма направленности излучающей поверхности с квадратичным фазовым распределением, рассчитанная по методу Гюйгенса-Кирхгофа определяется математическим выражением, содержащим интегралы Френеля [I]. Следует иметь в виду, что диаграммы направленности в плоскостях Е и Н оказываются несовпадающими в силу различного характера распределения амплитуды поля от координат Х и У. Из рисунков 3а и 3б видно, что ширина диаграммы направленности больше (при одинаковых a и b), а уровень бокового излучения рупорной антенны меньше в плоскости Н чем в плоскости Е, причем это различие вызвано только характером распределения поля по апертуре. В случае отсутствия квадратичных фазовых ошибок рупорная антенна носит название идеальной, у неё R_H и R_E очень велики, а формулы для расчета диаграммы направленности значительно упрощаются:

Для плоскости Е

$$F(\vartheta_E)=\frac{1+\cos\vartheta_E}{2}\cdot\frac{\sin\frac{kb}{2}\cdot\sin\vartheta_E}{\frac{kb}{2}\cdot\sin\vartheta_E}$$

ширина диаграммы направленности и боковые лепестки:

- по нулевому уровню $\vartheta_{0\Sigma}=115^\circ\lambda/b$,
- по уровню половинной мощности $\vartheta_{0.5\Sigma}=51^\circ\lambda/b$,
- уровень первого бокового лепестка равен *0,21* или *-13,2 Дб*.

Для плоскости Н

$$F(\vartheta_E)=\frac{\pi}{8}(1+\cos\vartheta_H)\cdot\frac{\cos\frac{ka}{2}\cdot\sin\vartheta_H}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2\cdot\left(\frac{ka}{2}\cdot\sin\vartheta_H\right)^2}$$

ширина диаграммы направленности и боковые лепестки:

- по нулевому уровню $2\vartheta_{0} = 172° \lambda/a$,
- по половинной мощности $2\vartheta_{0,5} = 67° \lambda/a$,
- уровень первого бокового лепестка равен *0,066* или *-23 Дб*.

Расширение диаграммы направленности во втором случае объясняется тем, что при косинусоидальном амплитудном распределении периферийные элементарные площадки апертуры возбуждены слабее и оказывают малое влияние на общее поле излучения, т.е. эквивалентный размер апертуры как бы уменьшается. Это общая закономерность проявляется в апертурных антеннах и антенных решетках. Чем сильнее спадает амплитуда поля к краям апертуры - тем шире главный лепесток диаграммы направленности и тем меньше уровень боковых лепестков.

Условие получения оптимального рупора

Поскольку в рупорной антенне практически невозможно добиться синфазности излучающей поверхности, то задаются допустимой величиной максимального сдвига фаз, которая определяется условием получения максимального коэффициента направленного действия антенны при заданной длине рупора. Это условие и будет условием создания оптимального рупора. Коэффициент направленного действия D (или коэффициент усиления при отсутствии потерь в антенне) для апертурных антенн связи с площадью апертуры S соотношением

$$D = \frac{4\pi \cdot S}{\lambda^2} \cdot \upsilon$$

где коэффициент υ получил название коэффициента использования площади (КИП) раскрыва. Величина $\upsilon \leq 1$ и зависит от характера амплитудно-фазового распределения по апертуре антенны,

С увеличением размеров рупора a/λ или b/λ при постоянной длине R_E и R_H величина КНД сначала растет (увеличивается S). При дальнейшем увеличении a/λ или b/λ фазовые ошибки начинают возрастать настолько быстро, что в силу более быстрого уменьшения коэффициента использования площади, чем роста S величина КНД уменьшается. При заданной величине R/λ имеется определенная оптимальная величина a/λ или b/λ, при которой КНД максимален.

Рупор, обладающий такими размерами, носит название оптимального.

Длина оптимального рупора

$$R_E = \frac{1}{2} \cdot \frac{b^2_{опт}}{\lambda}$$

Максимальный сдвиг фазы оптимального рупора

$$\Psi^E_{max\,опт} = \frac{\pi}{2};$$

$$R_H = \frac{1}{3}\cdot\frac{a^2_{опт}}{\lambda} \qquad \Psi^H_{пад.опт} = \frac{3\pi}{4};$$

Различие оптимальных размеров рупора для Е- и Н-плоскостей объясняется различным характером распределения амплитуды поля в Е- и Н- плоскостях.

Значения КИП имеет следующие значения

Тип рупорной антенны	Значения КИП
идеальная рупорная антенна	$\upsilon = 0.81$
оптимальный Е- или Н- плоскостной рупор	$\upsilon = 0.64$
оптимальный пирамидальный рупор	$\upsilon = 0.52$

КНД пирамидального рупора с произвольными размерами можно рассчитать по формуле

$$D = \frac{4\pi \cdot S}{\lambda^2}\cdot \upsilon_E \cdot \upsilon_H ,$$

где υ_E и υ_H можно найти из графиков на рис.4а и 4б.

V. ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ

Как уже указывалось, одним из недостатков рупора является быстрый рост длины рупора при увеличении размеров его раскрыва. Действительно, длина оптимальных рупоров растет пропорционально a^2 и b^2. Уменьшить длину рупора при заданных a и b можно, поместив в раскрыв рупора диэлектрическую линзу. Как следует из рис.5, на выходе линзы поле будет синфазным, если выполняется условие:

$$\frac{f}{c}+\frac{d}{v} = \frac{\sqrt{(f+z)^2+y^2}}{c}+\frac{d-z}{v},$$

где c - скорость электромагнитной волны в диэлектрике

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}$$

Записанное выражение есть уравнение гиперболы. Зная размеры раскрыва линзы D, можно найти ее толщину, которая в средней части равна

$$d = \frac{\sqrt{(f+d)^2+\left(D/2\right)^2}-f-d}{\sqrt{\varepsilon}-1},$$

$$D = \sqrt{D_1^2+D_2^2}$$

Амплитудное распределение поля на раскрыве линзы, в основном, соответствует распределению поля в рупоре без линзы. Небольшим ослаблением поля на краю апертуры, вносимым линзой можно пренебречь. Поэтому

можно считать, что диаграмма направленности рупорно-линзовой антенны и рупорной антенны с малыми фазовыми ошибками одинаковы.

Линза Люнеберга 2 представляет собой диэлектрическую сферу, или цилиндр, у которой величина диэлектрической проницаемости зависит только от расстояния от центра (или, соответственно, оси) линзы и подбирается таким образом, чтобы расходящиеся лучи точечного источника, облучающего линзу, преобразовывались после прохождения линзы в параллельный пучок (рис.10). Если облучатель линзы располагается на самой поверхности линзы, то зависимость величины диэлектрической проницаемости от радиуса имеет вид:

$$\varepsilon(r) = \sqrt{2 - \frac{r^2}{a^2}}$$

где a - внешний радиус линзы.

Таким образом, в рассматриваемом случае диэлектрическая проницаемость должна принимать максимальное значение, равное

$$\varepsilon(0) = \sqrt{2}$$

в центре линзы и монотонно убывать до единицы на поверхности линзы.

Если облучатель линзы изотропен, т.е. не обладает направленными свойствами, то, как можно показать, при прохождении линзы лучи сгущаются на периферии линзы. Практически это означает, что если облучатель имеет очень широкую диаграмму направленности, так, что вся линза облучается, то амплитудное распределение в раскрыве линзы оказывается возрастающим к краям и боковые лепестки оказываются довольно большими - порядка *-10 Дб*. Для сравнения напомним, что синфазная апертура с равномерным амплитудным распределением имеет боковые лепестки порядка *-13,2 Дб*.

Изготовление сферической линзы Люнеберга является сложной в технологическом отношении задачей. Значительно проще обстоит дело в случае цилиндрической линзы, при конструировании которой изменять фазовую скорость распространения колебаний можно не только с помощью изменения величины диэлектрической проницаемости, но и другими способами. Так, например, при распространении волны типа TE_{01} в пространстве между двумя параллельными проводящими поверхностями фазовая скорость этой волны является функцией расстояния между этими поверхностями. При использовании поверхностной волны, распространяющейся вдоль диэлектрического слоя, лежащего на металлическом основании, фазовая скорость зависит от толщины диэлектрика. Для создания цилиндрической линзы Люнеберга можно использовать и другие типы замедляющих структур (штыри, канавки и др.).

Исследуемый в лаборатории макет цилиндрической линзы Люнеберга состоит из двух параллельных металлических пластин, пространство между которыми заполнено диэлектриком, толщина которого максимальна в центре линзы и убывает до нуля на краях. Поперечное сечение линзы схематически изображено на рис.7. Для уяснения работы такой конструкции обратимся

сначала к более простому случаю, когда толщина диэлектрического слоя постоянна. Предположим (см. рис. 8), что в рассматриваемом волноводе (бесконечном в плоскости yz) распространяется вдоль оси z: электромагнитная волна, у которой E_y – составляющая вектора электрического поля равна нулю. Нетрудно убедиться, что в данном случае постоянная распространения зависит только от толщины диэлектрического слоя. Если при этом толщина диэлектрика стремится к нулю, то постоянная распространения стремится к пределу $\gamma = k$, где k – волновое число свободного пространства. Если же толщина диэлектрика увеличивается так, что $t \to b$, то постоянная распространения стремится к величине $k \cdot \sqrt{\varepsilon}$, где ε – диэлектрическая проницаемость материала, заполняющего волновод. Примерный вид зависимости изображен на рис. 9. Используя ее можно так подобрать профиль диэлектрического вкладыша, что конструкция, схематически изображенная на рис. 7 будет обладать основным свойством линзы Люнеберга: расходящиеся лучи источника, облучающего линзу, после прохождения линзы станут параллельными.

Особенность цилиндрической линзы рассматриваемого типа заключается в том, что у нее раскрыв не плоский, а занимает половину цилиндрического пояса, противоположную точке облучения. Фазы поля в раскрыве не одинаковы, но их соотношение таково, что при дальнейшем распространении волны в воздухе образуется плоский фазовый фронт в плоскости, касательной к середине раскрыва. В связи с этим диаграмма направленности такой антенны в Н-плоскости подобна диаграмме направленности синфазной антенны с шириной раскрыва a, а в Е-плоскости – диаграмме направленности антенны бегущей волны длиной a. В соответствии с этим ширина главного лепестка в Е- и Н-плоскости определяется по формулам

$$\vartheta_{0.5\,H} = 51° \cdot \frac{\lambda}{2a},$$

$$\vartheta_{0.5\,E} = 200° \cdot \sqrt{\frac{\lambda}{2a}}.$$

Суммарно-разностные рупорные антенны часто используются при построении радиолокационных антенн. Обычно две антенны подсоединяются к выходам четырехплечного суммарно-разностного моста так, что при подводе энергии к одному входу моста антенны возбуждены синфазно, а к другому – противофазно. В нашем случае синфазность или противофазность возбуждения антенн обеспечивается при помощи фазовращателя, вводимого в тракт питания одной из антенн (рис.10).

Поле излучения двух одинаковых антенн с диаграммой направленности $F_1(\vartheta)$, возбуждаемых со сдвигом фаз φ и находящихся на расстоянии d, можно найти как

$$E = E_1 + E_2 = \frac{AF_1(\vartheta)}{r} \cdot e^{j\frac{\varphi}{2}} \cdot e^{-jk\left(r+\frac{d}{2}\sin\vartheta\right)} + \frac{A \cdot F_1(\vartheta)}{r} \cdot e^{-j\frac{\varphi}{2}} \cdot e^{-jk\left(r-\frac{d}{2}\sin\vartheta\right)} =$$

$$= \frac{2AF_1(\vartheta)}{r} \cdot e^{-jkr} \cdot \cos\frac{1}{2}(kd\sin\Theta + \varphi)$$

Откуда их суммарная диаграмма направленности в плоскости расположения антенн

$$F(\vartheta) = F_1(\vartheta) \cdot \cos\frac{1}{2}(kd\sin\Theta + \varphi) = F_1(\vartheta) \cdot F_2(\vartheta)$$

Из полученного выражения видно, что при изменении фазового сдвига φ можно существенно изменять диаграмму направленности антенны: при $y=0$ $F_2(0) = 1$, т.е. поля излучения двух антенн складываются в направлении, перпендикулярном раскрывам обоих антенн; при $\varphi = 180°$ получается разностная диаграмма, $F_2(0) = 0$, а максимум диаграммы ориентирован в направлении $\sin\Theta_{max} = \frac{\lambda}{2d}$; при произвольном φ $\sin\Theta_{max} = \frac{\varphi \cdot \lambda}{2\pi \cdot d}$ т.е. при наличии двух антенн изменение фазы питания одной из них дает возможность управлять положением максимума диаграммы направленности. Такие двухэлементные антенны получили название интерферометров и нашли широкое применение в радиоастрономии и радиолокации, т.к. при большом расстоянии между антеннами можно получать многолепестковые диаграммы направленности, причем каждый лепесток имеет очень малую ширину, которую можно определить по формуле

$$\vartheta_{0,5} = 51° \cdot \frac{\lambda}{d}$$

VI. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Структурная схема измерительной установки представлена на рис.11. Исследуемая рупорная антенна 1 совместно с детекторной секцией 2 устанавливается на поворотном стенде 3. Продетектированный сигнал поступает на логарифмический усилитель 4 и далее на самописец 5. Передающая часть установки состоит из генератора 6 типа Г4-90 и вспомогательной антенны 7. Для измерения диаграмм направленности в Е- и Н-плоскостях предусмотрен поворот антенн 1 и 7 вокруг продольной оси на 90°. Встроенный аттенюатор в генераторе Г4-90 позволяет исследовать амплитудную характеристику приемного тракта с целью ее калибровки. Измерения проводятся в 1,5 см диапазоне волн.

VII. ЗАДАНИЯ ПО ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ

Измерить диаграммы направленности и коэффициент усиления:

1. пирамидальной антенны с малыми фазовыми ошибками,
2. оптимальной пирамидальной рупорной антенны,
3. Е-секториального оптимального рупора,
4. Н-секториального оптимального рупора,
5. Е-секториального рупора с большими фазовыми ошибками,

6. Антенны типа 5) с корректирующей линзой,
7. Модифицированной линзовой антенны Люнеберга,
8. Суммарно-разностной линзовой антенны.

Измерения диаграмм направленности проводятся в Е- и Н-плоскостях. Коэффициент усиления измеряется методом сравнения с эталонной антенной в качестве которой выбирается антенна 1) или 2). Увеличение или уменьшение коэффициента усиления антенны относительно эталонной определяется по величине потерь, которые устанавливаются аттенюатором генератора при постоянстве уровня сигнала на выходе измерительного усилителя. Коэффициент усиления эталонной антенны рассчитывается по вышеприведенным формулам.

VIII. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Чем отличаются диаграммы направленности пирамидальной антенны с квадратным раскрывом в Е- и Н-плоскостях?

2. Какой тип поля используется в рупорных антеннах?

3. Что значит коэффициент использования поверхности антенны?

4. Откуда берется название Е-секториальная и Н- секториальная антенны?

5. Какая рупорная антенна называется оптимальной и чем она отличается от идеальной?

6. Какие характерные особенности диаграмм антенн с большими фазовыми ошибками?

7. От чего зависит фазовая ошибка?

8. Объясните принцип работы антенны Люнеберга.

9. Как измерить, обработать результаты измерений и построить диаграмму направленности?

10. Что такое коэффициент усиления, как его рассчитать и измерить?

11. Как работает суммарно-разностная рупорная антенна? Нарисуйте ее диаграмму направленности при разных φ.

12. Пояснить причину возникновения фазовой ошибки в рупорных антеннах.

13. Какому закону подчиняется распределение фазы по раскрыву антенны, запишите его?

14. Записать выражение функции направленности рупорной антенны в Е и Н плоскостях.

15. Как определить ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности?

16. Как уменьшить уровень боковых лепестков диаграммы направленности антенны?

IX. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

В отчет необходимо включить

1. Структурную схему установки.
2. Все измерения диаграммы направленности; определение ширины диаграммы направленности по нулевому уровню (если возможно) и уровню половинной мощности и уровень первого бокового лепестка.
3. Расчетные значения ширины диаграммы направленности по приближенным формулам.
4. Результаты измерений и расчет коэффициента усиления антенн.
5. Расчет толщины диэлектрической линзы.
6. Сопоставление расчетных и измеренных величин, анализ проведенной работы.

X. Литература

1. Фролов О.П. Антенны и фидерные тракты для радиорелейных линий связи. М.: "Радио и связь". 2001г. 416с.
2. Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, Л. И. Пономарев Устройства СВЧ и антенны. Радиотехника. 2006г. 376 с.
3. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М. Высшая школа, 1988. 432с.
4. Марков Г.Г.,Сазонов Д.М. Антенны.-М: Энергия,1975г.
5. Айзенберг Г.З. и др. Антенны УКВ. -М: Связь,1977г.
6. Ерохин Г.А., Чернышев О. В. , Козырев Н. Д. , Кочержевский В.Г. Антенно – фидерные устройства и распространение радиоволн . – М. Радио и связь. 1996. 486с.
7. Черенкова Е. Л. , чернышев О. В. Распространение радиоволн. – М. Радио и связь., 1984. 273 с.
8. Вершков М.В.,Миротворский О.В. Судовые антенны. -Л: Судостроение,1990г.
9. Фрадин. Антенно-фидерные устройства. Связь. М., 1977 г.
10. Фрадин. Антенны СВЧ. Сов.радио М., 1957 г.

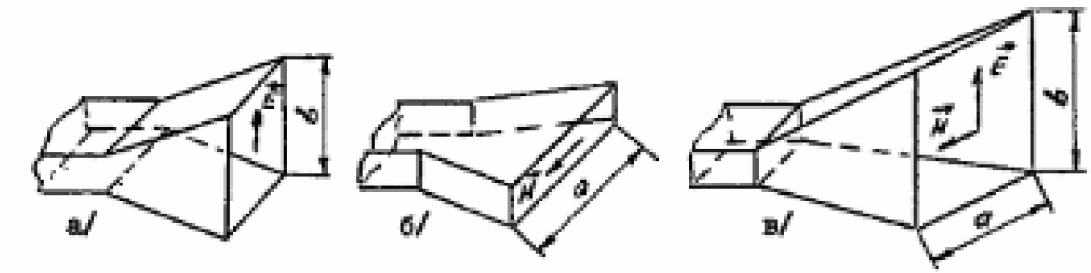


Рис. 1. Типы рупорных антенн: а/ , б/ – секториальные, в/ – пирамидальные

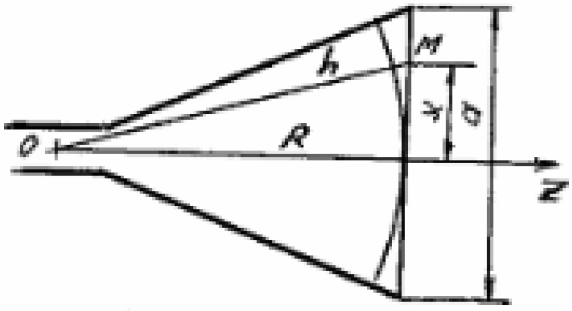


Рис. 2. К расчету фазового распределения по апертурной антенне

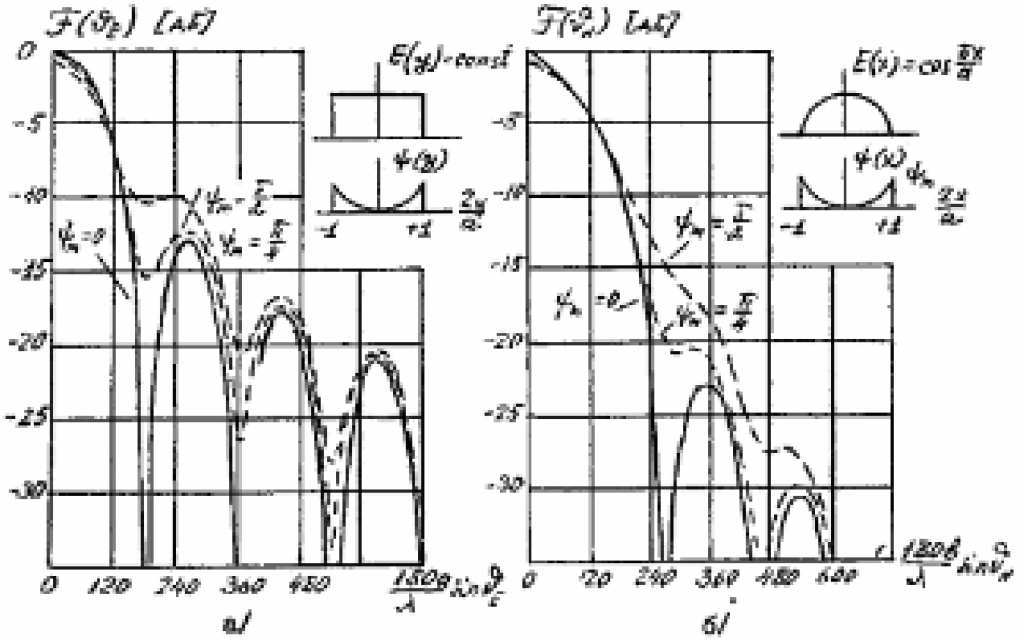


Рис. 3. Диаграммы направленности антенны в Е- и Н-плоскостях

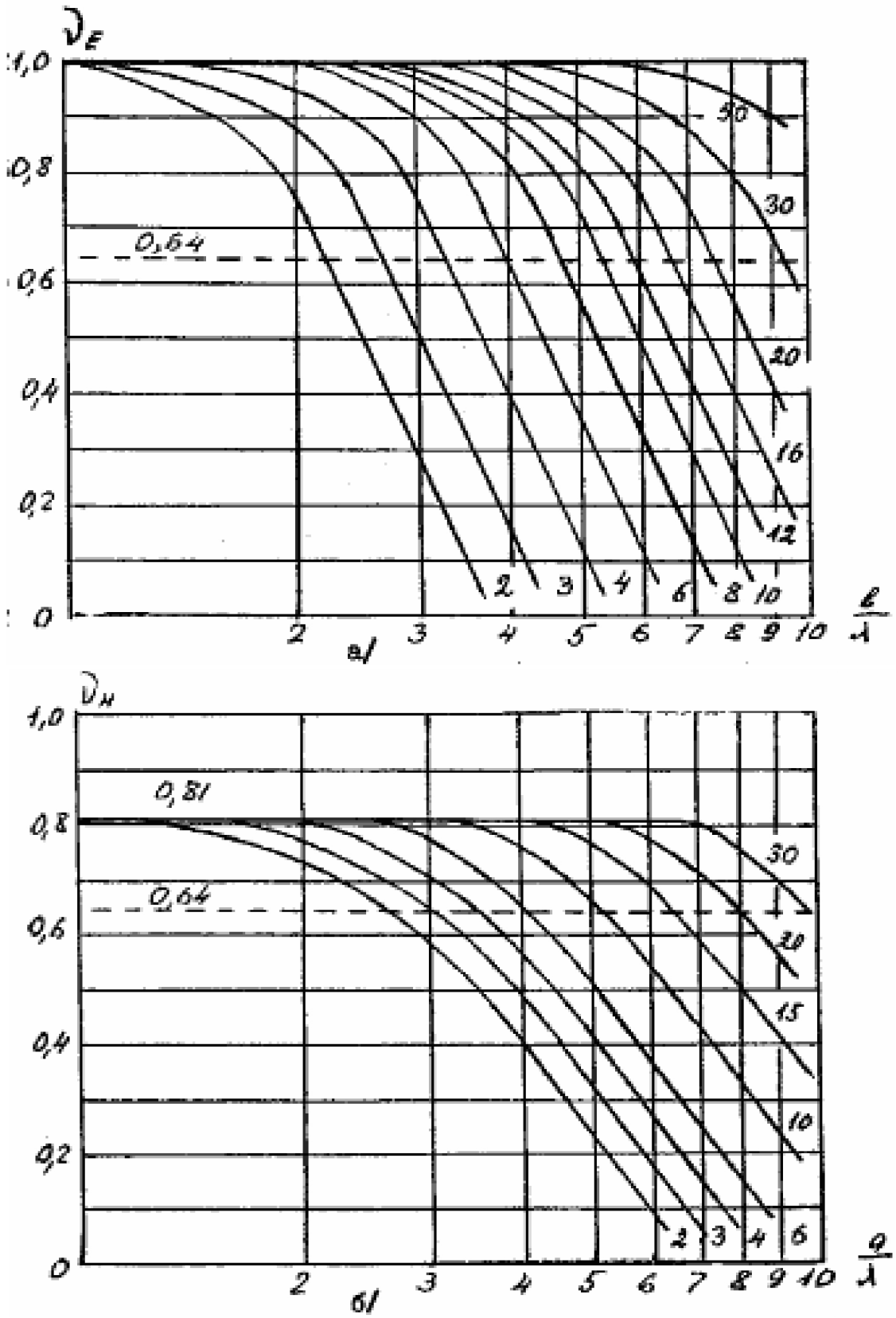


Рис. 4. Определение коэффициента использования площади раскрыва рупорной антенны

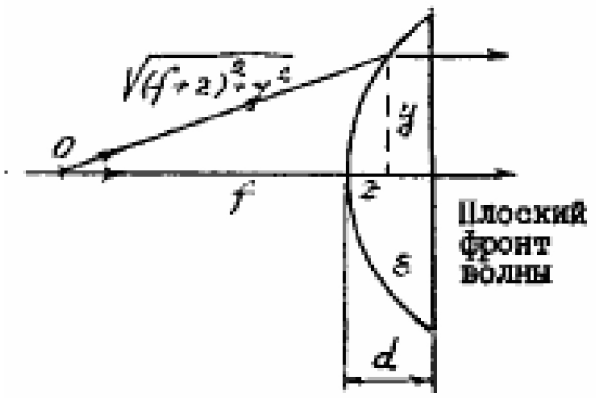


Рис. 5. К расчету толщины диэлектрической линзы

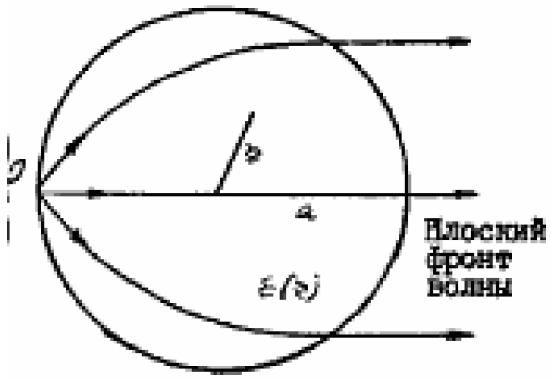


Рис. 6. Сферическая линза Люнеберга

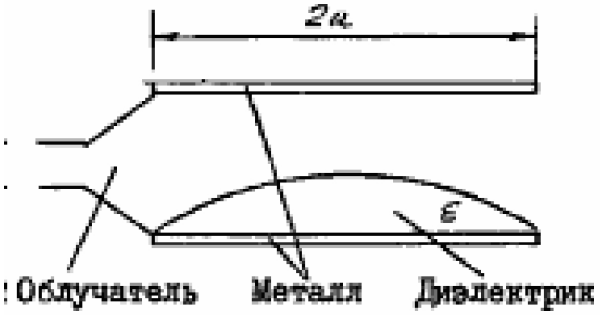


Рис. 7. Цилиндрическая линза Люнеберга

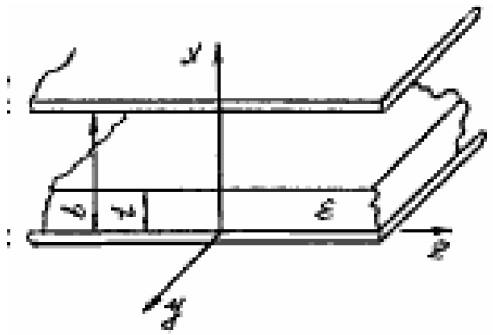


Рис. 8. Волновод с диэлектрической пластиной

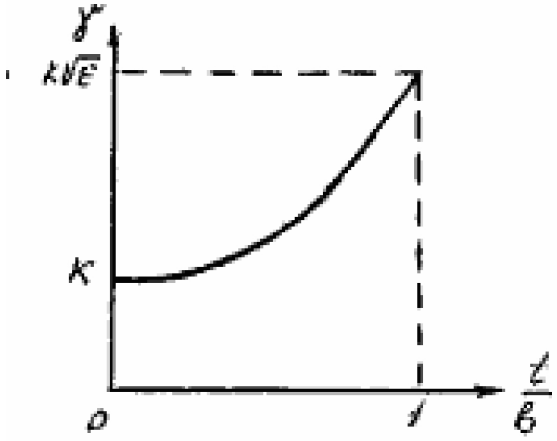


Рис. 9 . Изменение постоянной распространения волны в волноводе с диэлектрической пластиной в зависимости от толщины пластины

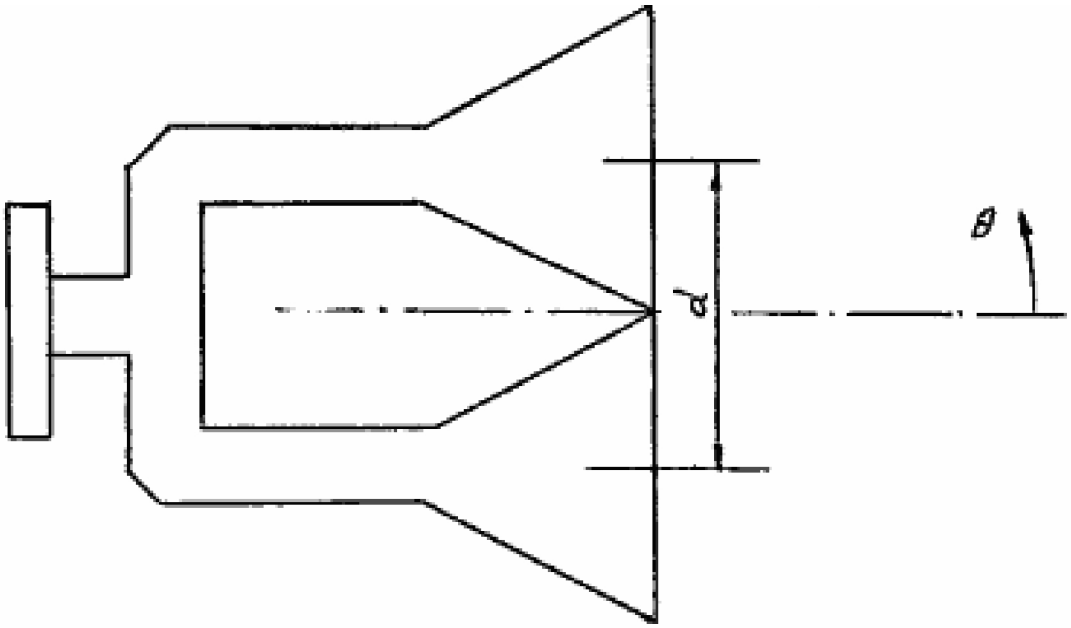


Рис. 10. Интерферометр из двух рупорных антенн

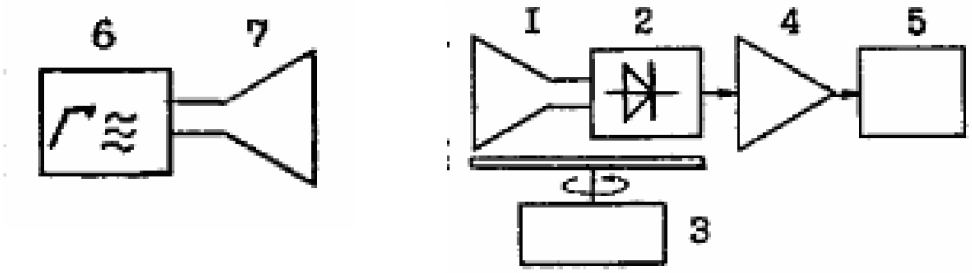


Рис. 11. Структурная схема установки для измерения диаграмм направленности рупорных антенн

1 – рупорная антенна; 2 – детекторная секция; 3 – поворотный стенд; 4 – логарифмический усилитель; 5 – самописец; 6 –генератор типа Г4-90; 7 – вспомогательная антенна

3.3 ВОЛНОВЫЕ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Цель работы – изучение способа описания внешних электрических характеристик с помощью волновых матриц, физического смысла их элементов, овладение методикой экспериментального определения элементов волновых матриц.

1.Краткие теоретические сведения

В диапазоне СВЧ наиболее часто применяются линейные устройства. Линейными называются устройства, у которых его внутренние параметры не зависят от амплитуды сигналов. В качестве входов и выходов в СВЧ-устройствах используются линии передачи различных типов.

При анализе таких устройств и их использовании в различных радиотехнических системах наиболее важны их внешние электрические характеристики. Знание внешних электрических характеристик всех входящих в радиотехническую систему устройств позволяет рассчитать параметры всей радиотехнической системы.

Наиболее часто при описании внешних электрических характеристик используют волновые матрицы рассеяния и передачи.

Рассмотрим произвольное СВЧ-устройство, у которого входной и выходной сигналы передаются по двум регулярным линиям передачи (рисунок 1).

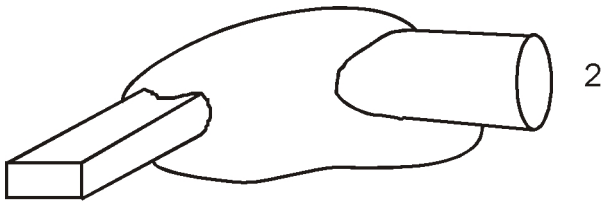


Рисунок 1 – СВЧ-устройство

Входная (1) и выходная (2) линии передачи в общем случае могут быть различных типов. Далее будем рассматривать случай, когда во входной и выходной линиях передачи распространяется только один основной тип волны.

При описании внешних электрических характеристик такое произвольное СВЧ-устройство можно представить в виде четырехполюсника (рисунок 2), у которого входную и выходную линии передачи можно заменить эквивалентными линиями.

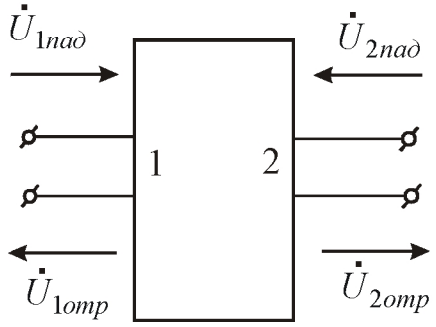


Рисунок 2 – Представление СВЧ-устройства в виде четырехполюсника

В этих линиях передачи распространяются падающие на четырехполюсник волны ($\dot{U}_{1ïàä}$ и $\dot{U}_{2ïàä}$) и отраженные от него ($\dot{U}_{1îòð}$ и $\dot{U}_{2îòð}$).

Амплитуды падающих и отраженных волн в силу линейности СВЧ-устройства связаны между собой линейной зависимостью. Наибольшее распространение получили два вида зависимостей.

Первый вид зависимости связывает падающие на четырехполюсник волны ($\dot{U}_{1ïàä}$ и $\dot{U}_{2ïàä}$) и отраженные от него ($\dot{U}_{1îòð}$ и $\dot{U}_{2îòð}$)

$$\begin{cases} \dot{U}_{1îòð} = \dot{S}_{11}\dot{U}_{1ïàä} + S_{12}\dot{U}_{2ïàä} \\ \dot{U}_{2îòð} = \dot{S}_{21}\dot{U}_{1ïàä} + \dot{S}_{22}\dot{U}_{2ïàä} \end{cases}, \quad (1)$$

где $\dot{S}_{11}$, $\dot{S}_{21}$, $\dot{S}_{12}$, $\dot{S}_{22}$ - элементы матрицы рассеяния.

Систему уравнений (1) можно представить в матричной форме

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1îòð} \\ \dot{U}_{2îòð} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{1ïàä} \\ \dot{U}_{2ïàä} \end{bmatrix}. \qquad (2)$$

Это соотношение можно записать в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1îòð} \\ \dot{U}_{2îòð} \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{1ïàä} \\ \dot{U}_{2ïàä} \end{bmatrix}.$$

Здесь $[S]$- матрица рассеяния,

$$[S] = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix} \qquad (3)$$

Элементы матрицы рассеяния имеют физический смысл.

Рассмотрим случай, когда на четырехполюсник падает только волна в первой линии передачи $\dot{U}_{1ïàä} \neq 0$, амплитуда падающей волны во второй линии передачи равна нулю $\dot{U}_{2ïàä} = 0$.

В этом случае систему уравнений (1) можно записать в виде

$$\begin{cases} \dot{U}_{1îòð} = \dot{S}_{11}\dot{U}_{1ïàä} \\ \dot{U}_{2îòð} = \dot{S}_{21}\dot{U}_{1ïàä} \end{cases}.$$

Из этого соотношения следует, что

$$\dot{S}_{11} = \frac{\dot{U}_{1îòð}}{\dot{U}_{1ïàä}} \quad ïðè \quad \dot{U}_{2ïàä} = 0$$

$$\dot{S}_{21} = \frac{\dot{U}_{2îòð}}{\dot{U}_{1ïàä}} \quad ïðè \quad \dot{U}_{2ïàä} = 0$$

Из этих соотношений вытекает физический смысл элементов матрицы рассеяния:

$\dot{S}_{11}$ - коэффициент отражения на входе 1 четырехполюсника при включении на входе 2 согласованной нагрузки;

$\dot{S}_{21}$ - коэффициент передачи из 1-го входа на 2-ой вход при согласовании 2-го входа.

Аналогично можно определить, что

$\dot{S}_{12}$ - коэффициент передачи из 2-го входа на 1-ой вход при согласовании 1-го входа,

$\dot{S}_{22}$ - коэффициент отражения на входе 2 четырехполюсника при включении на входе 1 согласованной нагрузки.

Второй вид зависимости связывает волны в первой ($\dot{U}_{1\text{ïàä}}$,$\dot{U}_{1\text{îòð}}$) и второй ($\dot{U}_{2\text{ïàä}}$,$U_{2\text{îòð}}$) линиях передачи. В матричной форме эта связь описывается соотношением

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1\text{ïàä}} \\ \dot{U}_{1\text{îòð}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{T}_{11} & \dot{T}_{12} \\ \dot{T}_{21} & \dot{T}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{2\text{ïàä}} \\ \dot{U}_{2\text{îòð}} \end{bmatrix},$$

которое эквивалентно соотношению

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1\text{ïàä}} \\ \dot{U}_{1\text{îòð}} \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{2\text{ïàä}} \\ \dot{U}_{2\text{îòð}} \end{bmatrix},$$

Здесь $[T]$ - матрица передачи,

$$[T] = \begin{bmatrix} \dot{T}_{11} & \dot{T}_{12} \\ \dot{T}_{21} & \dot{T}_{22} \end{bmatrix}. \qquad (4)$$

Элементы матриц рассеяния $[S]$ и передачи $[T]$ связаны соотношениями

$$\begin{bmatrix} \dot{T}_{11} & \dot{T}_{12} \\ \dot{T}_{21} & \dot{T}_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\dot{S}_{21}} \begin{bmatrix} 1; & -\dot{S}_{22}; \\ \dot{S}_{11}; & \dot{S}_{12}\dot{S}_{21} - \dot{S}_{11}\dot{S}_{22}; \end{bmatrix}, \qquad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\dot{T}_{11}} \begin{bmatrix} \dot{T}_{21}; & \dot{T}_{11}\dot{T}_{22} - \dot{T}_{12}\dot{T}_{21}; \\ 1; & -\dot{T}_{12}; \end{bmatrix}. \qquad (6)$$

В общем случае каждый четырехполюсник определяется четырьмя независимыми комплексными элементами матрицы рассеяния или передачи, т.е. восемью вещественными величинами. В частности, матрицу рассеяния произвольного четырехполюсника можно записать в виде

$$[S] = \begin{bmatrix} |\dot{S}_{11}| \cdot e^{i\varphi_{11}}; & |\dot{S}_{12}| \cdot e^{i\varphi_{12}}; \\ |\dot{S}_{21}| \cdot e^{i\varphi_{21}}; & |\dot{S}_{22}| \cdot e^{i\varphi_{22}}; \end{bmatrix}.$$

Однако существует большое количество устройств, для которых число независимых вещественных элементов может быть уменьшено благодаря установлению дополнительных связей между ними. Эти связи обусловливаются свойствами взаимности, симметрии и реактивности (недиссипативности) четырехполюсника.

Условие взаимности для матрицы рассеяния имеют вид:

$$\dot{S}_{21} = \dot{S}_{12},$$

что эквивалентно системе $\begin{cases} \left|\dot{S}_{21}\right| = \left|\dot{S}_{12}\right| \\ \varphi_{21} = \varphi_{12} \end{cases}$.

Количество независимых вещественных элементов матриц для взаимных устройств уменьшается до шести

$$[S] = \begin{bmatrix} \left|\dot{S}_{11}\right| \cdot \exp(i\varphi_{11}); & \left|\dot{S}_{21}\right| \cdot \exp(i\varphi_{21}); \\ \left|\dot{S}_{21}\right| \cdot \exp(i\varphi_{21}); & \left|\dot{S}_{22}\right| \cdot \exp(i\varphi_{22}); \end{bmatrix}$$

Условие симметрии для матрицы рассеяния имеют вид:

$$\begin{cases} \dot{S}_{21} = \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{22} = \dot{S}_{11} \end{cases},$$

что эквивалентно системе

$$\begin{cases} \left|\dot{S}_{21}\right| = \left|\dot{S}_{12}\right| \\ \left|\dot{S}_{22}\right| = \left|\dot{S}_{11}\right| \\ \varphi_{21} = \varphi_{12} \\ \varphi_{22} = \varphi_{11} \end{cases}.$$

Матрица рассеяния симметричного четырехполюсника имеет вид:

$$[S] = \begin{bmatrix} \left|\dot{S}_{11}\right| \cdot \exp(i\varphi_{11}); & \left|\dot{S}_{21}\right| \cdot \exp(i\varphi_{21}); \\ \left|\dot{S}_{21}\right| \cdot \exp(i\varphi_{21}); & \left|\dot{S}_{11}\right| \cdot \exp(i\varphi_{11}); \end{bmatrix}.$$

Симметричный четырехполюсник всегда взаимен. Количество независимых вещественных элементов в матрице рассеяния симметричного четырехполюсника сокращается до четырех.

Если в четырехполюснике отсутствуют диссипативные потери, то такой четырехполюсник называется реактивным (или недиссипативным). Условие реактивности в матричной форме имеет вид:

$$[S]_t^* \cdot [S] = [1], \tag{7}$$

где $[1]$- единичная матрица,

$$[1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$[S]_t^*$- матрица, эрмитово сопряженная с матрицей $[S]$ (каждый элемент транспонированной матрицы заменен комплексно сопряженным элементом).

В развернутом виде условие сводится к следующим равенствам:

$$\left|\dot{S}_{11}\right|^2 + \left|\dot{S}_{21}\right|^2 = 1, \tag{8}$$

$$\left|\dot{S}_{22}\right|^2 + \left|\dot{S}_{12}\right|^2 = 1, \tag{9}$$

$$\left|\dot{S}_{11}\right| = \left|\dot{S}_{22}\right|, \tag{10}$$

$$\left|\dot{S}_{12}\right| = \left|\dot{S}_{21}\right|, \tag{11}$$

$$\varphi_{11} + \varphi_{11} = \varphi_{11} + \varphi_{11} \pm \pi\,. \tag{12}$$

Для реактивного четырехполюсника из соотношений (8) и (9) следует, что в четырехполюснике отсутствуют активные потери.

Модули коэффициентов отражения и передачи не зависят от направления передачи энергии (соотношения (10) и (11)). При изменении направления передачи изменяются лишь фазы прошедших и отраженных волн, а их амплитуды не изменяются. Фазы всех элементов матрицы рассеяния не являются независимыми величинами.

Матрица невзаимного реактивного четырехполюсника определяется любыми четырьмя вещественными элементами: одним модулем и тремя фазами, например $\left|\dot{S}_{11}\right|$, φ_{11}, φ_{22}, φ_{12}

Если четырехполюсник реактивный и взаимный, то независимыми остаются только 3 вещественных элемента – один модуль и две фазы,

например $|\dot{S}_{11}|$, φ_{11}, φ_{22}. В этом случае матрица рассеяния взаимного реактивного четырехполюсника имеет вид:

$$[S]=\begin{bmatrix} |\dot{S}_{11}|\cdot\exp(i\varphi_{11}); & \sqrt{1-|\dot{S}_{11}|^2}\cdot\exp[i(\varphi_{11}\pm\pi)]; \\ \sqrt{1-|\dot{S}_{11}|^2}\cdot\exp[i(\varphi_{11}\pm\pi)]; & |\dot{S}_{11}|\cdot\exp(i\varphi_{22}); \end{bmatrix}.$$

Если же реактивный четырехполюсник симметричен, то остается два независимых вещественных элемента - один модуль и одна фаза, например $|S_{11}|$, φ_{11}. В этом случае матрица рассеяния симметричного реактивного четырехполюсника имеет вид:

$$[S]=\begin{bmatrix} |\dot{S}_{11}|\cdot\exp(i\varphi_{11}); & \sqrt{1-|\dot{S}_{11}|^2}\cdot\exp[i(\varphi_{11}\pm\pi)]; \\ \sqrt{1-|\dot{S}_{11}|^2}\cdot\exp[i(\varphi_{11}\pm\pi)]; & |\dot{S}_{11}|\cdot\exp(i\varphi_{11}); \end{bmatrix}$$

Если известны матрицы рассеяния или передачи всех входящих в устройство элементов, то можно определить внешние электрические характеристики всего устройства.

В диапазоне СВЧ наиболее часто используется каскадное соединение четврехполюсников, при котором вход последующего четырехполюсника подключается к выходу предыдущего. Рассмотрим каскадное соединение N четырехполюсников (рисунок 3).

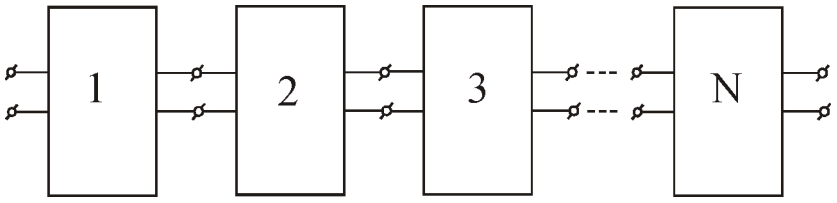


Рисунок 3 – Каскадное соединение четырехполюсников

Каждый k-четырехполюсник ($k=1,\ 2,\ \ldots\ N$) описывается матрицей рассеяния $\left[S^{(k)}\right]$ и передачи $\left[T^{(k)}\right]$.

Результирующую матрицу рассеяния (передачи) каскадного соединения четырехполюсников можно определить, если известны матрицы рассеяния (передачи) каждого четырехполюсника.

Матрица передачи каскадного соединения N четырехполюсников имеет вид

$$[T]=\left[T^{(1)}\right]\cdot\left[T^{(2)}\right]\cdot\left[T^{(3)}\right]\cdot\ \ldots\ \left[T^{(N)}\right].$$

Для каскадного соединения четырехполюсников существует алгоритм расчета результирующей матрицы рассеяния двух четырехполюсников. Элементы результирующей матрицы рассеяния определяются соотношением

$$\dot{S}_{11}=\dot{S}_{11}^{(1)}+\dot{S}_{12}^{(1)}\cdot\left(1-\dot{S}_{11}^{(2)}\cdot\dot{S}_{22}^{(1)}\right)^{-1}\cdot\dot{S}_{11}^{(2)}\cdot\dot{S}_{21}^{(1)}, \qquad (13)$$

$$\dot{S}_{12}=\dot{S}_{12}^{(1)}\cdot\left(1-\dot{S}_{11}^{(2)}\cdot\dot{S}_{22}^{(1)}\right)^{-1}\cdot\dot{S}_{12}^{(2)}, \qquad (14)$$

$$\dot{S}_{21}=\dot{S}_{21}^{(2)}\cdot\left(1-\dot{S}_{22}^{(1)}\cdot\dot{S}_{11}^{(2)}\right)^{-1}\cdot\dot{S}_{21}^{(1)}, \qquad (15)$$

$$\dot{S}_{22}=\dot{S}_{22}^{(2)}+\dot{S}_{21}^{(2)}\cdot\left(1-\dot{S}_{22}^{(1)}\cdot\dot{S}_{11}^{(2)}\right)^{-1}\cdot\dot{S}_{22}^{(1)}\cdot\dot{S}_{12}^{(2)}, \qquad (16)$$

Применяя эту процедуру $N-1$ раз, можно рассчитать результирующую матрицу рассеяния каскадного соединения N четырехполюсников.

2. Экспериментальная часть

Экспериментальная установка, схема которой показана на рисунке 4, состоит из СВЧ генератора *1* , измерительной линии *2*, исследуемых четырехполюсников *3*, короткозамыкателя, согласованной нагрузки, измерительного усилителя 4 и детекторной головки *5*.

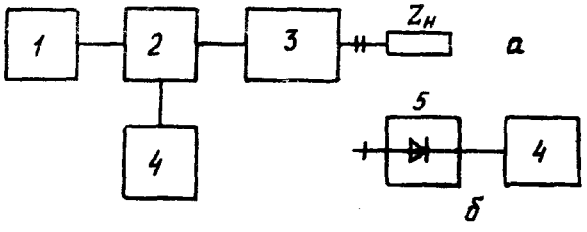


Рисунок 4 – Схема экспериментальной установки

Все исследуемые четырехполюсники взаимны. На основании априорных сведений необходимо определить, являются ли они симметричными и реактивными и, следовательно, установить количество независимых вещественных элементов.

Экспериментальное измерение элементов матрицы рассеяния исследуемого четырехполюсника следует проводить в следующей последовательности:

1.Подключить к концу измерительной линии короткозамыкатель.

2.Определить длину волны в линии $\lambda_{\hat{A}}$.

3.Измерить положение условного конца линии (УКЛ) l_k.

4.На выход измерительной линии подключить вход 1 исследуемого четырехполюсника; ко входу 2 исследуемого четырехполюсника подключить согласованную нагрузку.

5.Измерить $|S_{11}|$. Для этого:

5.1.Перемещая каретку измерительной линии, измерить минимальное $\alpha_{\min}$ и максимальное $\alpha_{\max}$ показания индикатора.

5.2.Определить $KCB = \sqrt{\dfrac{\alpha_{\max}}{\alpha_{\min}}}$.

5.3.Определить $|S_{11}| = \dfrac{KCB - 1}{KCB + 1}$.

6.Измерить φ_{11}. Для этого:

6.1.Определить положение ближайшего к условному концу измерительной линии минимума напряжения $l_{\min}$.

6.2.Рассчитать величину смещения минимума напряжения относительно условного конца измерительной линии по соотношению $\Delta l = \pm|l_{\min} - l_k|$.

Величине Δl присваивается знак «минус» при смещении $l_{\min}$ относительно l_k в сторону нагрузки, и знак «плюс» - при смещении к генератору.

6.3.Рассчитать фазу коэффициента отражения по соотношению

$$\varphi_{11} = \frac{4 \cdot \pi \cdot \Delta l}{\lambda_B}$$

7.Измерить $|S_{21}|$. Для этого:

7.1.На выход четырехполюсника подключить детекторную головку, выход которой подключить к измерительному усилителю. Записать показания индикатора измерительного усилителя a_1.

7.2.Отсоединить от измерительной линии исследуемый четырехполюсник. Подключить к измерительной линии детекторную головку, выход которой подключить к измерительному усилителю. Записать показания индикатора измерительного усилителя a_2.

7.3.Определить $|S_{21}| = \sqrt{\frac{a_1}{a_2}}$

8.Измерить $|S_{22}|$. Для этого:

8.1.На выход измерительной линии подключить вход 2 исследуемого четырехполюсника; ко входу 1 исследуемого четырехполюсника подключить согласованную нагрузку. Перемещая каретку измерительной линии, измерить минимальное $\alpha_{\min}$ и максимальное $\alpha_{\max}$ показания индикатора.

8.2.Определить $KCB = \sqrt{\frac{\alpha_{\max}}{\alpha_{\min}}}$.

8.3.Определить $|S_{22}| = \frac{KCB - 1}{KCB + 1}$.

9.Измерить φ_{22}. Для этого:

9.1.Определить положение ближайшего к условному концу измерительной линии минимума напряжения $l_{\min}$.

9.2.Рассчитать величину смещения минимума напряжения относительно условного конца измерительной линии по соотношению $\Delta l = \pm\left|l_{\min} - l_1\right|$.

Величине Δl присваивается знак «минус» при смещении $l_{\min}$ относительно l_k в сторону нагрузки, и знак «плюс» - при смещении к генератору.

9.3.Рассчитать фазу коэффициента отражения по соотношению $\varphi_{22} = \dfrac{4 \cdot \pi \cdot \Delta l}{\lambda_B}$

10.Измерить $\left|S_{12}\right|$. Для этого:

10.1.На выход четырехполюсника подключить детекторную головку, выход которой подключить к измерительному усилителю. Записать показания индикатора измерительного усилителя a_1.

10.2.Отсоединить от измерительной линии исследуемый четырехполюсник. Подключить к измерительной линии детекторную головку, выход которой подключить к измерительному усилителю. Записать показания индикатора измерительного усилителя a_2.

10.3.Определить $\left|S_{22}\right| = \sqrt{\dfrac{a_1}{a_2}}$.

11.Записать экспериментально измеренную матрицу рассеяния исследуемого четырехполюсника. Определить, удовлетворяет ли исследуемый четырехполюсник условию взаимности, симметрии и реактивности.

3. Содержание отчета

1.Цель работы.

2.Расчетные соотношения.

3.Схема экспериментальной установки.

4.Результаты экспериментов и расчетов.

5.Краткие выводы.

4. Контрольные вопросы

1. Как записываются волновые уравнения при использовании матрицы рассеяния и передачи рассеяния и передачи?

2. Каков физический смысл элементов волновых матриц?

3. Какие четырехполюсники называются взаимными?

4.Записать условия взаимности?

5.Какие четырехполюсники называется симметричными?

6.Записать условия симметрии.

7.Какие четырехполюсники называются реактивными?

8. Записать условия реактивности.

9.Каково количество независимых действительных параметров матриц рассеяния четырехполюсника, обладающего свойствами взаимность, симметрии и реактивности?

10.Что представляет собой экспериментальная установка?

11.Как измеряются элементы матрицы рассеяния?