

Влияние параметров пластинчатых резисторов на ослабление аттенюаторов

А.Е. Иванов, Г.И. Шишков, В.В. Щербаков

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
603950, Российская Федерация, г. Нижний Новгород
ул. Минина, 24

Описано влияние диэлектрической проницаемости и толщины подложки пластинчатых резисторов на ослабление широкополосных коаксиальных фиксированных аттенюаторов. Рассмотрен один из методов оценки равномерности поглощающего слоя пластинчатых резисторов.

Ключевые слова: коаксиальный фиксированный аттенюатор, пластинчатый резистор, диэлектрик, резистивная пленка, ослабление.

Введение

В различных областях радиотехники, средствах связи, радиоизмерительной аппаратуре широкое применение нашли такие устройства СВЧ и КВЧ, как различного вида аттенюаторы, предназначенные для изменения уровня электромагнитной энергии в волноведущих трактах.

Во многих случаях характеристики аттенюаторов (широкополосность и точность вносимого ослабления) в значительной мере определяют технические характеристики многих радиотехнических приборов и систем: анализаторов спектра, широкополосных осциллографов, генераторов нано- и пикосекундных импульсов, высокочастотных генераторов стандартных сигналов и др.

Аттенюаторы должны обладать высокой степенью согласования, так как величина ослабле-

ния, вносимая аттенюатором в волноведущий тракт, однозначна лишь при условии согласования с входной и выходной частями тракта.

Особенно широкое применение нашли коаксиальные фиксированные аттенюаторы, работающие в диапазоне от постоянного тока до СВЧ- и КВЧ-диапазонов волн. Они используются не только как самостоятельные устройства для калиброванного ослабления сигнала в коаксиальных линиях передачи, но и для согласования и развязки функциональных узлов и блоков в различной радиотехнической аппаратуре.

Основу конструкции современных широкополосных коаксиальных фиксированных аттенюаторов представляет собой отрезок коаксиальной линии, в разрыв центрального проводника которой включен пластинчатый резистор, имеющий электрический контакт с корпусом (наружным проводником) линии [1].

Пластинчатый резистор (рис. 1) представляет собой диэлектрическую пластину (подложку) прямоугольной формы, на одну или обе стороны которой нанесен тонкий слой (меньше толщины скин-слоя) резистивного материала; там же имеются токопроводящие центральные и корпусные контакты.

Для пластинчатых резисторов с точечными центральными контактами величина ослабления сигнала на единицу длины резистивного слоя составляет $A = 8,68\pi / D$ дБ/ед. длины.

Расчет на постоянном токе параметров L и τ резистора (рис. 1) в зависимости от величины удельного поверхностного сопротивления, за-

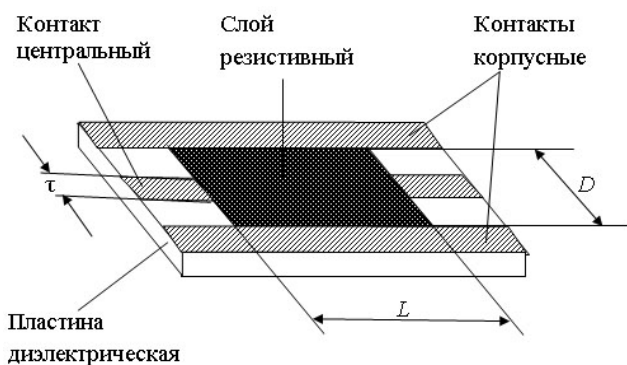


Рис. 1. Пластинчатый резистор: L – длина резистивного слоя; D – ширина резистивного слоя; равная диаметру участка круглого волновода аттенюатора; τ – ширина центральных контактов, равная приблизительно диаметру центрального проводника коаксиальной линии

данного ослабления и входного (выходного) сопротивления, равного 50 Ом, рассмотрен в [2; 3].

Волны в волноводах (круглых, эллиптических, прямоугольных), перегороженных тонкими резистивными пленками, обладают специфическими особенностями [4]. В большинстве случаев у них отсутствуют критические частоты или проявляются они (критические частоты) особым образом, не разделяя области распространяющихся и заперделных волн. У волн в волноводах с резистивными пленками наблюдается сильное замедление групповой скорости, во много раз превышающее значение $\sqrt{\epsilon}$ (ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость среды, заполняющей волновод).

При увеличении частоты у всех типов волн постоянная затухания стремится к нулю, что объясняется увеличением экранирующего действия резистивных пленок, при котором происходит оттеснение от них электрического поля, и уменьшением влияния заперделного режима волновода. Поведение дисперсионных характеристик собственных волн определяется величиной поверхностного сопротивления пленки, параметрами диэлектрического заполнения волновода, характером напыления резистивной пленки.

1. Круглый волновод с резистивными пленками

Рассмотрим круглый волновод, диаметрально перегороженный диэлектрической пластиной с нанесенными на обе ее поверхности тонкими резистивными пленками, который является основной электродинамической структурой, используемой на практике для создания широкополосных коаксиальных аттенуаторов [5].

На рис. 2 представлено поперечное сечение такого волновода с двумя резистивными пленками.

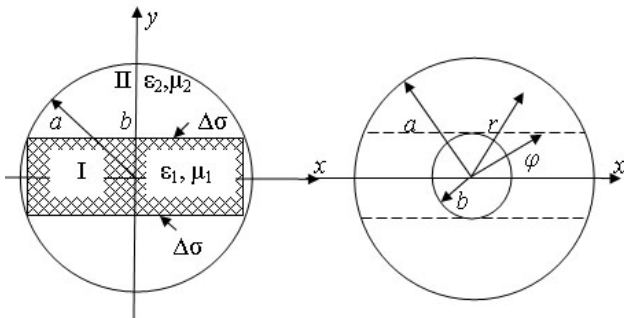


Рис. 2. Круглый волновод с резистивными пленками на диэлектрической подложке: a – радиус волновода; b – половина толщины подложки; $\epsilon_{1,2}$, $\mu_{1,2}$ – диэлектрическая и магнитная проницаемости областей I, II; $\Delta\sigma$ – поверхностная проводимость пленок; Δ – толщина пленок

Будем считать, что стенки волновода идеально проводящие. Поскольку граничные условия на пленке могут быть удовлетворены только при использовании полных наборов собственных функций выделенных областей I и II, то электрические и магнитные вектора Герца, описывающие поля в этих областях, записываем в виде:

$$\begin{aligned} \Pi_{z1}^e &= \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\pi x / 2a) \sin(\alpha_{1k}y) e^{-i\beta z}, \\ \Pi_{z1}^m &= \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin(k\pi x / 2a) \cos(\alpha_{1k}y) e^{-i\beta z}, \end{aligned} \quad (1)$$

$$k = 1, 3, 5, \dots$$

для области I;

$$\begin{aligned} \Pi_{z2}^e &= \sum_{n=0}^{\infty} A_n \chi_{1n}(\alpha_2 r) \sin[(2n+1)\varphi] e^{-i\beta z}, \\ \Pi_{z2}^m &= \sum_{n=0}^{\infty} B_n \chi_{2n}(\alpha_2 r) \cos[(2n+1)\varphi] e^{-i\beta z}, \end{aligned} \quad (2)$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

для области II, где

$$\begin{aligned} \chi_{1n}(\alpha_2 r) &= \frac{J_{2n+1}(\alpha_2 r) N_{2n+1}(\alpha_2 a) - J_{2n+1}(\alpha_2 b) N_{2n+1}(\alpha_2 a) - J_{2n+1}(\alpha_2 a) N_{2n+1}(\alpha_2 r) - J_{2n+1}(\alpha_2 a) N_{2n+1}(\alpha_2 b)}{J_{2n+1}(\alpha_2 b) N_{2n+1}(\alpha_2 a) - J_{2n+1}(\alpha_2 a) N_{2n+1}(\alpha_2 b)}, \\ \chi_{2n}(\alpha_2 r) &= \frac{J_{2n+1}(\alpha_2 r) N'_{2n+1}(\alpha_2 a) - J_{2n+1}(\alpha_2 b) N'_{2n+1}(\alpha_2 a) - J'_{2n+1}(\alpha_2 a) N_{2n+1}(\alpha_2 r) - J'_{2n+1}(\alpha_2 a) N_{2n+1}(\alpha_2 b)}{J_{2n+1}(\alpha_2 b) N'_{2n+1}(\alpha_2 a) - J'_{2n+1}(\alpha_2 a) N_{2n+1}(\alpha_2 b)}. \end{aligned}$$

линейные комбинации функций Бесселя $J_{2n+1}(\alpha_2 r)$ и Неймана $N_{2n+1}(\alpha_2 r)$, обеспечивающие выполнение граничных условий на поверхности волновода $r = a$ [6].

Волновые числа связаны соотношениями:

$$\begin{aligned} \epsilon_1 \mu_1 \omega^2 &= \alpha_{1k}^2 + (k\pi / 2a)^2 + \beta^2, \\ \alpha_{1k}^2 + (k\pi / 2a)^2 &= \alpha_1^2, \quad \epsilon_2 \mu_2 \omega^2 = \alpha_2^2 + \beta^2. \end{aligned} \quad (3)$$

Поскольку рассматриваемая система имеет потери, продольное β и поперечные $\alpha_{1,2}$ волновые числа полагаем комплексными: $\alpha_{1,2} = \gamma_{1,2} + i\delta_{1,2}$, $\beta = \beta_1 + i\beta_2$, $\alpha_{1k} = \gamma_{1k} + i\delta_{1k}$.

Ввиду симметричности системы относительно оси x для составления дисперсионного уравнения достаточно реализовать граничные условия только на одной из пленок. На границе $y = b$: $r = \sqrt{x^2 + b^2}$, $\cos \varphi = x / \sqrt{x^2 + b^2}$, $\sin \varphi = b / \sqrt{x^2 + b^2}$.

Выражая компоненты поля, тангенциальные по отношению к этой границе, через вектора

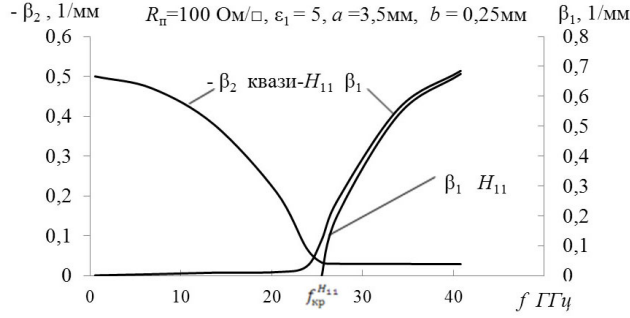


Рис. 3. Зависимость фазовой постоянной β_1 и коэффициента затухания β_2 от частоты

Герца, подставляем их в граничные условия, соответствующие методу поверхностного тока [7]:

$$\begin{aligned} E_{z1}(y=b) &= E_{z2}(y=b), \\ E_{x1}(y=b) &= E_{x2}(y=b), \\ H_{z1}(y=b) - H_{z2}(y=b) &= -\Delta\sigma E_{x1}(y=b), \\ H_{x1}(y=b) - H_{x2}(y=b) &= \Delta\sigma E_{z1}(y=b), \end{aligned} \quad (4)$$

которые приводят к системе четырех функциональных уравнений:

$$\alpha_1^2 \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\pi x / 2a) \sin(\alpha_{1k}b) = \quad (5)$$

$$= \alpha_2^2 \sum_{n=0}^{\infty} A_n N_{1n} (\alpha_2 \sqrt{x^2 + b^2}) \sin[(2n+1)\varphi],$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} [\beta A_k k\pi / 2a + \omega\mu_1 \alpha_{1k} B_k] \times$$

$$\times \sin(k\pi x / 2a) \sin(\alpha_{1k}b) =$$

$$= - \sum_{n=0}^{\infty} \left[\beta A_n \alpha_2 N'_{1n} (\alpha_2 \sqrt{x^2 + b^2}) - \right.$$

$$\left. - \frac{\omega\mu_2}{\sqrt{x^2 + b^2}} (2n+1) B_n N_{2n} (\alpha_2 \sqrt{x^2 + b^2}) \right] \times \quad (6)$$

$$\times \sin[(2n+1)\varphi] \cos\varphi +$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\beta(2n+1)}{\sqrt{x^2 + b^2}} A_n N_{1n} (\alpha_2 \sqrt{x^2 + b^2}) - \right.$$

$$\left. - \omega\mu_2 \alpha_2 B_n N'_{2n} (\alpha_2 \sqrt{x^2 + b^2}) \right] \times$$

$$\times \cos[(2n+1)\varphi] \sin\varphi,$$

$$\alpha_1^2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin(k\pi x / 2a) \cos(\alpha_{1k}b) -$$

$$- \alpha_2^2 \sum_{n=0}^{\infty} B_n N_{2n} (\alpha_2 \sqrt{x^2 + b^2}) \cos[(2n+1)\varphi] = \quad (7)$$

$$= -i\Delta\sigma \sum_{k=1}^{\infty} [(\beta k\pi / 2a) A_k + \omega\mu_1 \alpha_{1k} B_k] \times$$

$$\times \sin(k\pi x / 2a) \sin(\alpha_{1k}b),$$

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^{\infty} [\omega\varepsilon_1 \alpha_{1k} A_k - (\beta k\pi / 2a) B_k] \times \\ & \times \cos(k\pi x / 2a) \cos(\alpha_{1k}b) - \\ & - \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\omega\varepsilon_2}{\sqrt{x^2 + b^2}} (2n+1) A_n N_{1n} (\alpha_2 \sqrt{x^2 + b^2}) - \right. \\ & \left. - \beta\alpha_2 B_n N'_{2n} (\alpha_2 \sqrt{x^2 + b^2}) B_n \right] \times \\ & \times \cos[(2n+1)\varphi] \cos\varphi + \quad (8) \end{aligned}$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \left[\omega\varepsilon_2 \alpha_2 A_n N'_{1n} (\alpha_2 \sqrt{x^2 + b^2}) - \right.$$

$$\left. - \frac{\beta(2n+1)}{(\sqrt{x^2 + b^2})} B_n N_{2n} (\alpha_2 \sqrt{x^2 + b^2}) \right] \times$$

$$\times \sin[(2n+1)\varphi] \sin\varphi =$$

$$= -i\Delta\sigma \alpha_1^2 \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\pi x / 2a) \sin(\alpha_{1k}b).$$

Используя в соответствии с методом частичных областей условия ортогональности собственных функций на интервале $x \in [0-a]$, переходим от системы функциональных уравнений (5)–(8) к бесконечной системе линейных однородных алгебраических уравнений относительно коэффициентов A_k , B_k , A_n , B_n , решаемой методом редукции.

Запись условия нетривиальности решений этой системы приводит к дисперсионному уравнению волн в рассматриваемом волноводе.

Выражая A_k и B_k через A_n и B_n , приходим к системе линейных однородных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов A_n и B_n

$$\sum_{n=0}^{\infty} (R_{nk} A_n + S_{nk} B_n) = 0, \quad (9)$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} (L_{nk} A_n + M_{nk} B_n) = 0,$$

где R_{nk} , S_{nk} , L_{nk} , M_{nk} – сложные функции частоты, индексов волн, геометрических и электрических параметров структуры [5]. Результаты решения дисперсионного уравнения при заданных параметрах $\Delta\sigma$, ε_1 , a и b приведены на рис. 3. Расчет проведен при удельном поверхностном сопротивлении пленки $R_{\Pi} = 100$ Ом/□ ($R_{\Pi} = 1 / \Delta\sigma$). Выбор $R_{\Pi} = 100$ Ом/□ определен результатами экспериментальных исследований, проведенных в начале 60-х годов прошлого столетия в ЦНИИ-11, г. Горький (в дальнейшем – Нижегородский

НИПИ «Кварц»). Пластинчатые резисторы, выполненные с величиной удельного поверхностного сопротивления $R_{\Pi} \in [90-120] \text{ Ом}/\square$, обеспечивают аттенуаторам наименьшую частотную зависимость ослабления.

На рис. 3 видно, что кривые зависимости фазовой постоянной β_1 и коэффициента затухания β_2 от частоты имеют общую закономерность. Исследуемая волна не имеет критической частоты. Отсутствует скачок фазовой постоянной и коэффициента затухания при переходе через частоту, соответствующую критической частоте полого волновода. Затухание с увеличением частоты уменьшается. При этом резкий его спад наблюдается вблизи критической частоты волны H_{11} полого круглого волновода. Фазочастотная характеристика на частотах $f \geq f_{кр}^{H_{11}}$ прилегает к характеристике волны H_{11} полого круглого волновода, в связи с чем рассматриваемую волну можно классифицировать как квази- H_{11} .

Результаты расчета показывают, что рассматриваемый волновод на основной волне является существенно диссипативной системой лишь до частоты, соответствующей критической частоте волны H_{11} . При этом неравномерность затухания в диапазоне $f \in [0-f_{кр}^{H_{11}}]$ можно регулировать параметрами пленки и диэлектрической подложки.

Одной из важнейших является характеристика затухания в зависимости от частоты. Резкий спад затухания (рис. 3) вблизи критической частоты волны квази- H_{11} можно объяснить следующим образом. В волноводе с резистивной пленкой на частотах меньше критической затухание определяется двумя факторами: поглощением в пленках и частичной запердельностью волновода (частичной потому, что при наличии пленки имеется распространение энергии). При подходе к критической частоте затухание за счет запердельности волновода уменьшается и на частотах выше критической остается только поглощение в пленке.

Для всех экранированных неоднородно заполненных волноводов с резистивными пленками характерна общая закономерность: при всех R_{Π} – уменьшение затухания с ростом частоты. Она объясняется втягиванием с ростом частоты поля в диэлектрик и уменьшением за счет этого его величины на резистивной пленке, с уменьшением влияния запердельного режима, увеличения экранирующего действия резистивных пленок.

2. Влияние параметров подложки резистора на затухание волны квази- H_{11}

Влияние диэлектрической проницаемости и толщины подложки пластинчатого резистора на коэффициент затухания волны квази- H_{11} теоретически и экспериментально исследовано в [8; 9].

На рис. 4 приведены результаты расчета безразмерного коэффициента затухания $\beta_2 a$ волны квази- H_{11} в волноводе диаметром 7 мм при удельном поверхностном сопротивлении пленки $R_{\Pi} = 100 \text{ Ом}/\square$ в зависимости от частоты при разных величинах относительной диэлектрической проницаемости подложки резистора.

На низких частотах $\beta_2 a$ мало зависит от величины ϵ , и на частоте порядка 2 ГГц ($2\pi a / \lambda \approx 0,15$) расчетные кривые совпадают. Это согласуется с известными представлениями о малом влиянии диэлектрика на структуру поля на низких частотах и, соответственно, на затухание волны.

На высоких частотах электромагнитное поле «втягивается» в диэлектрик и тем самым резистивные пленки сильнее взаимодействуют с полем. Влияние диэлектрической проницаемости на затухание волны квази- H_{11} в волноводе диаметром 7 мм начинает сказываться на частотах 3–5 ГГц.

В [8] проведено сравнение расчетного коэффициента затухания рассматриваемой волны в волноводе диаметром 3,5 мм с результатами измерения ослабления аттенуатора, выполненном на таком же волноводе (сечение коаксиальной линии равно 3,5/1,52 мм).

В обоих случаях толщина диэлектрических подложек равна 0,5 мм, удельное поверхностное сопротивление резистивной пленки $R_{\Pi} = 100 \text{ Ом}/\square$. Величина затухания пересчитывалась в децибелы в соответствии с соотношением $A = 8,68\beta_2 l$ (дБ), где β_2 – погонное затухание волны; l – длина резистивного слоя пластинчатого резистора.

Расчет коэффициента β_2 и измерение ослабления A аттенуаторов проводилось в диапазоне частот до 19 ГГц. **Материалами подложек были поликор ($\epsilon = 9,6$) и кварц ($\epsilon = 3,8$).** Для проведения расчетов коэффициента затухания и измерений ослабления был взят аттенуатор с ослаблением 20 дБ на постоянном токе.

Влияние диэлектрика подложки резистора на величину ослабления начинает сказываться на

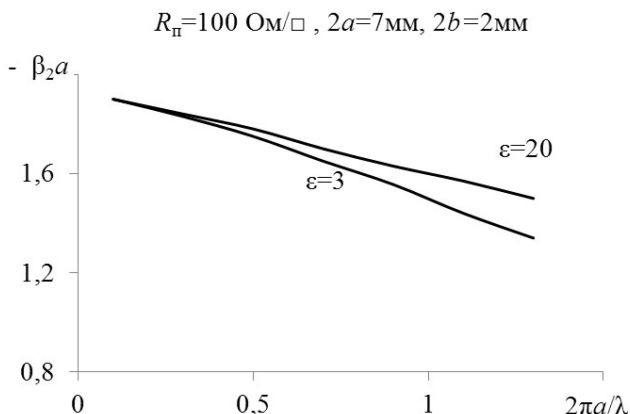


Рис. 4. Зависимость коэффициента затухания $\beta_2 a$ от величины ϵ подложки резистора

частотах 10–12 ГГц. Уменьшение ослабления аттенюатора с подложкой из поликора на частоте 19 ГГц составляет 0,2 дБ относительно 20 дБ и 1,6 дБ – с подложкой из кварца. В обоих случаях расхождение теоретических и экспериментальных данных составило не более 7 %.

Результаты расчета коэффициента затухания в зависимости от частоты при разной толщине подложки пластинчатого резистора приведены на рис. 5.

На низких частотах кривые сходятся в одной точке. Это можно объяснить слабым влиянием диэлектрика на структуру поля. На высоких частотах с увеличением толщины подложки все большая часть поля «втягивается» в диэлектрик, тем самым усиливается взаимодействие поля с резистивными пленками.

3. Влияние неравномерности резистивной пленки пластинчатого резистора на согласование и ослабление аттенюатора

Качество согласования аттенюатора (обеспечение малого КСВН со стороны входа – выхода) зависит от согласования коаксиальной линии аттенюатора с его диссипативной частью, в которой расположен пластинчатый резистор. Это условие в первую очередь определяется равенством входного омического сопротивления резистора волновому сопротивлению коаксиальной линии аттенюатора. Поэтому размеры пластинчатых резисторов, в частности размеры τ центральных проводников (рис. 1), рассчитываются с учетом обеспечения входного (выходного) сопротивления на постоянном токе $R_{вх} = R_{вых} = 50 \text{ Ом}$ (для стандартных коаксиальных трактов 50 Ом) при подключенной к выходу (входу) аттеню-

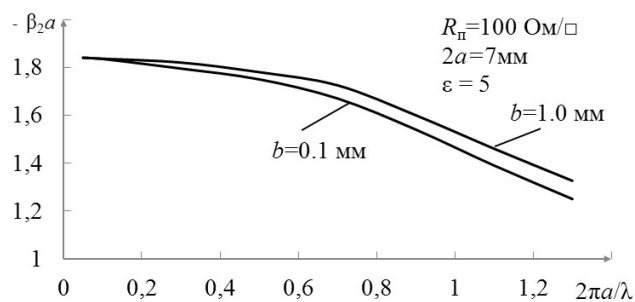


Рис. 5. Зависимость коэффициента затухания $\beta_2 a$ от толщины подложки резистора

атора нагрузке 50 Ом. При расчетах величина удельного поверхностного сопротивления R_n резистивной пленки берется равной 100 Ом/□. В соответствии с этим требованием рассчитываются центральные контакты пластинчатых резисторов с односторонним и двухсторонним резистивным покрытием [2].

Точный расчет ослабления и входного (выходного) сопротивления резисторов, проводимый на постоянном токе, предусматривает, что резистивный слой равномерно распределен по всей поверхности. Это условие заложено также при расчете дисперсионных характеристик волны квази- H_{11} круглого волновода с пластинчатым резистором.

Однако практически такое условие далеко не всегда выполняется, особенно с резисторами, предназначенными для применения в волноводах диаметром 16 мм и 7 мм (коаксиальные линии 16/6,95 мм и 7/3,04 мм). На степень равномерности влияет технологический процесс нанесения резистивного слоя, структура поверхности подложки резистора и другие факторы.

Для обеспечения идентичности по равномерности резистивных покрытий потребовалось проведение контроля. Одним из методов контроля является предложенный в [10] способ оценки равномерности по «сопротивлению плеч» R_i пластинчатого резистора. R_i определяется величиной омического сопротивления на постоянном токе между центральным и одним из корпусных контактов. Сопротивление R_i в основном зависит от величины удельного сопротивления слоя в области, примыкающей к центральному и корпусному контактам, и от расстояния l_i между этими контактами (рис. 6).

Если пренебречь разбросом значений l_i и считать их одинаковыми ($l_1 = l_2 = l_3 = l_4$) при равной ширине центральных контактов, то разброс значений R_i будет характеризовать степень неравномерности резистивного слоя.

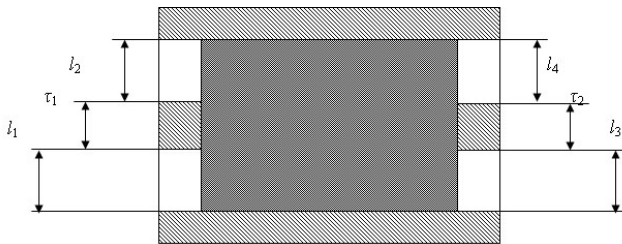


Рис. 6. Пластинчатый резистор

В соответствии с техническими условиями для серийно выпускаемых резисторов П2-4 с односторонним резистивным покрытием и С6-8 с двухсторонним резистивным покрытием, разработанных в НИИПИ «Кварц», на размер l_i дается допуск от $+0,05$ мм до $-0,06$ мм, что соответствует разбросу ΔR_i около 4 %. Практические измерения геометрических размеров резисторов и «сопротивлений плеч» показали, что средний разброс l_i составляет около 0,015 мм и разброс «сопротивлений плеч» около 1 % для резисторов с ослаблениями 20–40 дБ. Поэтому можно полагать, что возможный разброс «сопротивлений плеч», превышающий 1 %, в основном будет обусловлен неравномерностью резистивного слоя.

В работе [10] на основе экспериментальных данных установлено, что имеется зависимость между величиной разброса «сопротивлений плеч» резистора и величиной уменьшения ослабления на высоких частотах.

В большинстве случаев большему разбросу «сопротивлений плеч» соответствует больший спад ослабления на СВЧ.

Проведенные эксперименты по измерению ослабления аттенюаторов (взяты аттенюаторы с величинами ослаблений 20, 15, 10 дБ по 30 штук каждого) показали, что спад частотной характеристики ослабления изменяется от 3 до 11 % при соответствующем разбросе «сопротивлений плеч» от 2 до 10 %. Измерения проводились в диапазоне 10–18 ГГц, величина КСВН аттенюаторов не превышала 1,3, погрешность измерения ослаблений составляла 0,15 дБ.

Для малогабаритных резисторов (в аттенюаторах на коаксиальные тракты 3,5/1,52 мм и менее) неравномерность резистивного слоя является достаточно малой и на высоких частотах оказывает незначительное влияние на частотную зависимость ослабления.

В Нижегородском НИПИ «Кварц», кроме пластинчатых резисторов с двухсторонним резистивным покрытием С6-8 (для аттенюаторов в

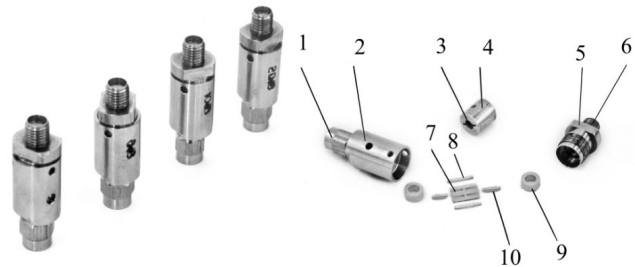


Рис. 7. Внешний вид и узлы аттенюатора в коаксиальном тракте сечением 3,5/1,52 мм: 1, 6 – высокочастотные разъемы корпуса аттенюатора; 2, 5 – свинчивающиеся части корпуса аттенюатора; 3 – продольный паз, в который вставляется пластинчатый резистор 7 с пружинными контактами 8; 4 – втулка, внутренний диаметр которой равен 3,5 мм; 9 – удлинительное кольцо; 10 – электрод, надеваемый на центральный проводник резистора

коаксиальном тракте сечением 7/3,04 мм), разработаны малогабаритные пластинчатые резисторы размером 5,5 × 7,0 мм и 4,4 × 5,5 мм для аттенюаторов в коаксиальных трактах меньшего сечения.

Резисторы выполнены с использованием тонкопленочной технологии на основе структуры резистивный сплав РС 5406 – никель с электролитическим осаждением золота в области контактов на подложках толщиной 0,5 мм и 0,25 мм из керамики ВК 100-1 (поликор, $\epsilon = 9,6$).

На базе этих резисторов созданы широкополосные фиксированные коаксиальные аттенюаторы с высокими техническими характеристиками, работающие в диапазоне от постоянного тока до 18 ГГц в коаксиальных трактах сечением 7/3,04 мм, 3,5/1,52 мм и до 50 ГГц в коаксиальном тракте сечением 2,4/1,04 мм [11].

Фиксированные коаксиальные аттенюаторы модели 434.821.109 (коаксиальный тракт сечением 7/3,04 мм) работают в диапазоне от постоянного тока до 18 ГГц с номинальными значениями ослабления 6, 10, 20, 30 дБ, погрешностью ослабления не более $\pm 1,0$ дБ для аттенюаторов до 20 дБ и $\pm 1,5$ дБ для аттенюаторов 30 дБ. Величина КСВН не превышает 1,4 для аттенюаторов с ослаблением 10, 20, 30 дБ и 1,5 – для аттенюаторов с ослаблением 6 дБ. Входная мощность – 1 Вт, габариты – 22 × 22 × 52 мм. На рис. 7 показаны внешний вид аттенюаторов с сечением 3,5/1,52 мм и их конструктивное выполнение.

Аттенюаторы модели 434.821.016 (коаксиальный тракт сечением 3,5/1,52 мм) работают в диапазоне от постоянного тока до 18 ГГц с номинальными значениями ослабления 3, 6, 10, 20 дБ, погрешностью ослабления не более $\pm 1,0$ дБ и $\pm 1,5$ дБ для аттенюаторов 30 дБ. Ве-

личина КСВН не превышает 1,35, входная мощность – 1 Вт, габариты – $\varnothing 13 \times 31$ мм.

Аттенюаторы модели 434.821.007 (коаксиальный тракт сечением 2,4/1,04 мм) работают в диапазоне от постоянного тока до 50 ГГц, имеют значения ослабления 3, 6, 10, 20, 30 дБ. Аттенюаторы имеют погрешность по ослаблению $\pm (0,7-3,5)$ дБ в зависимости от величины ослабления и поддиапазона частот (0–26,5 ГГц, 26,5–37,5 ГГц, 37,5–50 ГГц), КСВН не более 1,35–2,1 в зависимости от частоты. Входная мощность – 0,5 Вт, габариты – $\varnothing 12 \times 30$ мм.

Дальнейшее улучшение характеристик коаксиальных аттенюаторов на пластинчатых резисторах связано в основном с повышением идентичности величин удельного поверхностного сопротивления (для резисторов с двухсторонним покрытием), повышением равномерности резистивного слоя, уменьшением переходного сопротивления между резистивной пленкой и контактными площадками резистора, совершенствованием возбуждающих (воспринимающих) электродов аттенюаторов.

Список литературы

1. Шишков Г.И. Широкополосные коаксиальные аттенюаторы // Антенны. 2004. Вып. 1(80). С. 18–21.
2. Садков В.Д., Горячев Ю.А. Расчет тонкопленочной аттенюаторной пластины // Техника средств связи. Сер.: РИТ. 1977. Вып. 2. С. 13–19.
3. Горячев Ю.А., Шишков Г.И. Анализ тонкопленочных резистивных элементов // Техника средств связи. Сер.: РИТ. 1981. Вып. 6. С. 52–57.
4. Раевский С.Б., Седаков А.Ю., Шишков Г.И. Особенности волн в направляющих структурах с резистивными пленками // Физика и технические приложения волновых процессов: материалы XI международной научно-технической конференции. Екатеринбург, 2012. С. 199.
5. Шишков Г.И. О применении круглого волновода с резистивными пленками на диэлектрической подложке в СВЧ-аттенюаторах // Техника средств связи. Сер.: РИТ. 1982. Вып. 6. С. 46–53.
6. Веселов Г.И., Любимов Л.А. К теории двухслойного диэлектрического волновода в цилиндрическом экране // Радиотехника и электроника. 1963. Т. 8. № 9. С. 1530–1536.
7. Раевский С.Б. К теории двухслойных волноводов с резистивной пленкой между слоями // Изв. вузов СССР. Сер. Радиофизика. 1974. Т. 17. № 11. С. 1703–1706.
8. Бунтилов В.М., Иванов А.Е., Шишков Г.И. Анализ затухания круглого волновода с резистивными пленками на диэлектрической подложке // Техника средств связи. Сер. РИТ. 1983. Вып. 6. С. 65–68.
9. Иванов А.Е., Шишков Г.И. Расчет волноводов с резистивными пленками для тонкопленочных СВЧ-аттенюаторов // Вестник Верхне-Волжского отделения Академии технологических наук РФ. Сер.: Высокие технологии в радиоэлектронике. 1997. Вып. 1. С. 86–90.
10. Бунтилов В.М., Макарычева С.П., Шишков Г.И. Влияние неравномерности поглощающего слоя пластинчатого резистора на ослабление аттенюатора // Техника средств связи. Сер.: РИТ. 1979. Вып. 7. С. 54–57.
11. Коаксиальные, волноводные и оптические устройства: каталог. Нижний Новгород: Нижегородский НИПИ «Кварц», 2013.

Influence parameter lamellar resistor on weakening attenuator

A.E. Ivanov, G.I. Shishkov, V.V. Sherbakov

The described influence dielectrics to permeability, thicknesses of the substrate and unevenness resistive films lamellar resistor on weakening broadband coaxial fixed attenuator. It is considered one of the methods of the estimation to uniformities absorbing layer lamellar resistor.

Keywords: coaxial fixed attenuator, lamellar resistor, dielectric, resistive films, weakening, inaccuracy.
