

УДК 621.391.63

А. Х. СУЛТАНОВ, В. Х. БАГМАНОВ, С. В. КОСТРОВ, Р. В. КУТЛУЯРОВ

## СИНТЕЗ ОПТИЧЕСКИХ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ СТРУКТУР

Дано решение задачи синтеза отражательных оптических фильтров для WDM-систем. Фильтр реализуется на основе многослойной диэлектрической структуры с модулированным профилем показателя преломления. *Оптические фильтры; тонкопленочные фильтры; волоконно-оптические линии передачи*

### ВВЕДЕНИЕ

Наиболее перспективной технологией, которая позволяет создавать гибкие разветвленные оптические сети с практически неограниченными возможностями роста полосы пропускания, является технология волнового мультиплексирования WDM (wavelength division multiplexing). Одним из ключевых аспектов построения сетей WDM является технология разделения и объединения оптических несущих при формировании и обработке компонентного сигнала. На сегодняшний день широкое распространение получили непериодические оптические фильтры на основе периодических структур – в основном, это режекторные фильтры на основе волоконных брэгговских решеток и полосовые фильтры на основе тонкопленочных диэлектрических структур с фазовым сдвигом. Существенный недостаток брэгговских решеток заключается в том, что при формировании фильтра необходимо использование циркулятора, что существенно удорожает фильтр. Более доступный фильтр с приемлемыми спектральными характеристиками можно получить при использовании технологии тонкопленочных покрытий. На основе тонкопленочных структур возможно создание отражательных фильтров, представляющих собой альтернативу решениям на основе брэгговских решеток.

Существует ряд публикаций, например [1], в которых рассматриваются методы синтеза многослойных структур, спектральные характеристики которых могут быть сколь угодно приближены к заданным. Результатом такого синтеза являются многослойные интерференционные фильтры, толщины слоев которых существенно различны. Такие покрытия значительно сложнее в реализации, чем периодиче-

ские, и их спектральные характеристики очень сильно зависят от точности, с которой наносятся составляющие покрытие слои. Поэтому с технологической точки зрения выгоднее создание фильтров на основе периодического чередования четвертьволновых слоев.

### 1. МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ МНОГОСЛОЙНЫХ СТРУКТУР

При аналитическом описании многослойных структур и исследовании их свойств возможно использование нескольких различных методов, которые позволяют получить алгоритмы численного моделирования структур и важные аналитические соотношения.

Рассмотрим наиболее общий случай непоглощающей оптической слоистой среды. Вводимая здесь модель поясняется рис. 1.

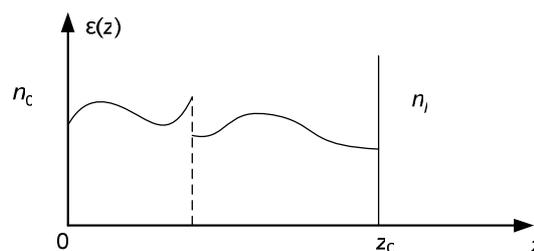


Рис. 1. Модель слоистой среды общего вида

Имеются две однородные диэлектрические среды, показатели преломления которых обозначим  $n_0$  и  $n_1$  (под этими средами подразумеваются внешняя среда и подложка соответственно). Между ними располагается слой с двумя плоскопараллельными границами, диэлектрическая проницаемость которого зависит от одной пространственной координаты, перпендикулярной границам слоя. Диэлектрическая проницаемость  $\epsilon(z)$  может быть произвольной кусочно-непрерывной функцией. Слой будем

считать непоглощающим, а его магнитную проницаемость равной 1.

Извне на границу слоистой среды падает плоская электромагнитная волна. Она частично отражается, частично проходит в подложку. Коэффициенты пропускания и отражения слоистой среды полностью определяются заданием функции  $\epsilon(z)$ .

Для рассматриваемой среды можно записать:

$$\begin{cases} \frac{\partial E_x}{\partial z} = -i\omega\mu_0 H_y, \\ \frac{\partial H_y}{\partial z} = -i\omega\epsilon(z)E_x. \end{cases} \quad (1)$$

Уравнения (1) справедливы в точках непрерывности функции  $\epsilon(z)$ . В точках разрыва  $\epsilon(z)$ , в том числе и на границах слоистой среды, должны быть непрерывны параллельные плоскости  $xOy$ , состав ляющие поля, т. е. в данном случае  $E_x$  и  $H_y$ .

Менее общий, но очень важный с практической точки зрения случай имеет место, когда  $\epsilon(z)$  – кусочно-постоянная функция, т. е. среда представляет собой многослойную структуру, состоящую из плоскопараллельных однородных слоев.

Схематически многослойная непоглощающая структура изображена на рис. 2. Если число слоев структуры равно  $N$ , то ее можно полностью охарактеризовать  $2N$  параметрами – толщинами слоев и их показателями преломления.

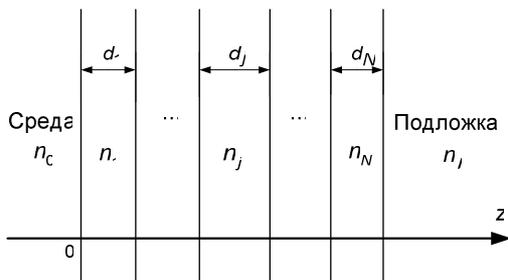


Рис. 2. Многослойная непоглощающая структура

Рассматриваемый ниже метод характеристических матриц Абеле позволяет проанализировать зависимость свойств спектральных коэффициентов многослойной структуры от ее параметров.

В каждом однородном слое электромагнитное поле при нормальном падении удовлетворяет уравнениям (1) с  $\epsilon(z) = \text{const}$ . Решение системы дифференциальных уравнений (1) в общем виде записывается как сумма двух линейно независимых решений с двумя неопределен-

ными постоянными множителями. При этом в силу постоянства  $\epsilon$  линейно независимые решения выписываются в явном виде. Задание поля на одной границе слоя определяет постоянные множители и тем самым полностью определяет поле на другой границе слоя. Поле на одной границе слоя удобно выражается через поле на другой его границе с помощью специальной матрицы, которую Абеле назвал характеристической матрицей слоя. Для  $m$ -го слоя она имеет вид [2]

$$M_m = \begin{pmatrix} \cos k_0 n_m d_m & -iZ_m \sin k_0 n_m d_m \\ -\frac{i}{Z_m} \sin k_0 n_m d_m & \cos k_0 n_m d_m \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где  $n_m$  – показатель преломления материала слоя,  $d_m$  – толщина слоя,  $k_0$  – волновое число в вакууме,  $Z_m$  – волновое сопротивление среды слоя.

Последовательно переходя от слоя к слою и учитывая при этом условие непрерывности на границах раздела, можно связать между собой поле на границе с подложкой и поле на границе с внешней средой. Эта связь устанавливается характеристической матрицей всей многослойной системы, которая представляет собой произведение характеристических матриц ее слоев:

$$M = \prod_{m=1}^N M_m. \quad (3)$$

Поле на границе с подложкой можно выразить через поле на границе с внешней средой, используя матричную запись для характеристик поля

$$\begin{pmatrix} E_{x0} \\ H_{y0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x(z_l) \\ H_y(z_l) \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где  $z_l$  – координата границы многослойной структуры с подложкой,  $Z_l$  – волновое сопротивление подложки.

Тогда коэффициент отражения многослойной структуры

$$r = \frac{(m_{11} + m_{12}/Z_l) - (m_{21} + m_{22}/Z_l)Z_l}{(m_{11} + m_{12}/Z_l) + (m_{21} + m_{22}/Z_l)Z_l}. \quad (5)$$

Рассмотрим теперь важный частный случай многослойных интерференционных фильтров, представляющих собой периодические структуры. Особый интерес в данном случае для исследования представляют фильтры, реализованные на основе чередующихся слоев с двумя различными показателями преломления. Такой фильтр будет являться отражающим на некоторой центральной длине волны  $\lambda_0$ . При большом

количестве слоев, необходимом для создания высокоизбирательных фильтров, наиболее технологичными являются фильтры, создаваемые на основе чередования слоев, толщина которых равна четверти длины волны  $\lambda_0$ , на которую настраивается фильтр. Как будет показано далее, коэффициент отражения фильтра тем выше, чем больше разница между максимальным и минимальным показателями преломления в структуре. Поэтому при включении фильтра в диэлектрический оптический волновод с технологической точки зрения наиболее разумным представляется наименьший показатель преломления структуры брать равным показателю преломления волновода, т. е. равным показателю преломления подложки и внешней среды в терминологии, принятой выше.

Пусть  $M$  – характеристическая матрица, соответствующая одному периоду структуры (бинарному слою):

$$M = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

В этом случае, в соответствии с (3) и с учетом периодичности среды, получим для структуры, содержащей  $N$  бинарных слоев

$$M_{\Sigma} = \underbrace{M \cdot M \cdot \dots \cdot M}_N = M^N. \quad (7)$$

Для определения элементов матрицы  $M_{\Sigma}$  воспользуемся результатом, полученным в теории матриц, согласно которому  $N$ -я степень унимодулярной матрицы  $M$  равна [2]

$$M_{\Sigma} = \begin{pmatrix} m_{11}U_{N-1}(a) - U_{N-2}(a) & m_{12}U_{N-1}(a) \\ m_{21}U_{N-1}(a) & m_{22}U_{N-1}(a) - U_{N-2}(a) \end{pmatrix}, \quad (8)$$

где

$$a = \frac{1}{2}(m_{11} + m_{22}), \quad (9)$$

а  $U_{N-1}(a)$  – полиномы Чебышева второго рода:

$$U_N(x) = \frac{\sin[(N+1)\arccos x]}{\sqrt{1-x^2}}. \quad (10)$$

Принимаем

$$\beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda} n_1 d_1, \quad \beta_2 = \frac{2\pi}{\lambda} n_2 d_2. \quad (11)$$

$d = d_1 + d_2$  – период системы.

В этом случае, согласно (2) и (3), характеристическая матрица одного периода имеет вид:

$$M(d) = \begin{pmatrix} M_{11}(d) & M_{12}(d) \\ M_{21}(d) & M_{22}(d) \end{pmatrix};$$

$$\begin{aligned} M_{11}(d) &= \cos \beta_2 \cos \beta_1 - \frac{Z_2}{Z_1} \sin \beta_2 \sin \beta_1; \\ M_{12}(d) &= -iZ_1 \cos \beta_2 \sin \beta_1 - iZ_2 \sin \beta_2 \cos \beta_1; \\ M_{21}(d) &= -\frac{i}{Z_2} \sin \beta_2 \cos \beta_1 - \frac{i}{Z_1} \cos \beta_2 \sin \beta_1; \\ M_{22}(d) &= \cos \beta_2 \cos \beta_1 - \frac{Z_1}{Z_2} \sin \beta_2 \sin \beta_1. \end{aligned} \quad (12)$$

В соответствии с приведенными выше рассуждениями примем, что все слои в структуре четвертьволновые, поэтому

$$\beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda} n_1 d_1 = \beta_2 = \frac{2\pi}{\lambda} n_2 d_2 = \frac{\lambda_0}{\lambda} \cdot \frac{\pi}{2} = \beta. \quad (13)$$

Следовательно, в соответствии с (8), характеристическая матрица  $M_{\Sigma}$  многослойной системы (с полным числом пленок  $2N$ ) определяется следующими формулами:

$$M_{\Sigma} = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix}, \quad (14)$$

$$\begin{cases} M_{11} = \left( \cos^2 \beta - \frac{Z_2}{Z_1} \sin^2 \beta \right) U_{N-1}(a) - U_{N-2}(a); \\ M_{12} = -i \sin \beta \cos \beta (Z_1 + Z_2) U_{N-1}(a); \\ M_{21} = -i \sin \beta \cos \beta \left( \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) U_{N-1}(a); \\ M_{22} = \left( \cos^2 \beta - \frac{Z_1}{Z_2} \sin^2 \beta \right) U_{N-1}(a) - U_{N-2}(a). \end{cases} \quad (15)$$

$$a = \cos^2 \beta - \frac{1}{2} \left( \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \sin^2 \beta. \quad (16)$$

Видно, что величина  $a$  не может превышать единицу, но для некоторых значений  $Z$  она может стать меньше  $-1$ . В этом случае  $\arccos a$  – мнимая величина, а так как для любого  $\chi$

$$\sin i\chi = i \operatorname{sh} \chi = i \frac{e^{\chi} - e^{-\chi}}{2},$$

то, следовательно,  $U_N$  будет вести себя как экспонента. Отсюда следует, что отражательная способность такой многослойной системы быстро увеличивается с ростом числа периодов.

На частоте настройки фильтра, т. е. при  $\lambda = \lambda_0$ , получаем, согласно (13),  $\beta = \pi / 2$ . Тогда характеристическая матрица бинарного слоя, определяемая (12), примет вид:

$$M(d, \lambda_0) = \begin{pmatrix} -\frac{Z_2}{Z_1} & 0 \\ 0 & -\frac{Z_1}{Z_2} \end{pmatrix}. \quad (17)$$

Характеристическая матрица многослойной системы, периодом которой служит такой бинарный слой, а общее количество бинарных слоев равно  $N$ , запишется:

$$M(Nd, \lambda_0) = \begin{pmatrix} \left(-\frac{Z_2}{Z_1}\right)^N & 0 \\ 0 & \left(-\frac{Z_1}{Z_2}\right)^N \end{pmatrix}. \quad (18)$$

Тогда, согласно (5), коэффициент отражения такой многослойной системы на центральной длине волны будет равен

$$\begin{aligned} r &= \frac{\left(-\frac{Z_2}{Z_1}\right)^N - \left(-\frac{Z_1}{Z_2}\right)^N}{\left(-\frac{Z_2}{Z_1}\right)^N + \left(-\frac{Z_1}{Z_2}\right)^N} = \\ &= \frac{1 - \left(-\frac{Z_1}{Z_2}\right)^{2N}}{1 + \left(-\frac{Z_1}{Z_2}\right)^{2N}} = \frac{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^{2N}}{1 + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^{2N}}. \end{aligned} \quad (19)$$

Здесь принято, что  $Z_1 = Z_2$ .

Введем отражательную способность многослойного фильтра, определяемую

$$R = |r|^2. \quad (20)$$

Тогда отражательная способность на центральной длине волны в соответствии с (19) будет определяться выражением

$$R = \left( \frac{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^{2N}}{1 + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^{2N}} \right)^2. \quad (21)$$

Отсюда следует, что для фиксированного числа бинарных слоев  $N$  отражательная способность увеличивается при увеличении  $n_2 / n_1$ , а для фиксированного значения этого отношения отражательная способность увеличивается с ростом  $N$ .

Одной из важных задач анализа многослойных фильтров является определение ширины полосы отражения на центральной длине волны фильтра. Эта задача имеет принципиальную важность при использовании разрабатываемых фильтров в волоконно-оптических системах передачи информации с уплотнением каналов по длине волны, так как от ширины полосы отражения зависит возможность разделения соседних оптических каналов.

Для того чтобы найти ширину полосы отражения фильтра, необходимо найти разнос по длине волны первых минимумов амплитудно-волновой характеристики по обе стороны от центральной длины волны. Нули амплитудно-волновой характеристики с длиной волны электромагнитного излучения связаны выражением

$$\begin{aligned} \frac{\lambda_0}{\lambda} &= \pm \frac{1}{\pi} \times \\ &\times \arccos \frac{(Z_1 - Z_2)^2 + 4Z_1Z_2 \cos\left(\pi \frac{m}{N}\right)}{(Z_1 + Z_2)^2} + 2q; \end{aligned} \quad (22)$$

$q, m \in Z, 0 < m < N, q \geq 0.$

Это выражение дает широкие возможности для анализа спектральных характеристик фильтра, так как в явном виде связывает нули амплитудно-волновой характеристики с длиной волны электромагнитного излучения.

Обозначим длины волн, соответствующие минимуму спектральной характеристики, ограничивающие центральный максимум справа  $\lambda_{+1}$ , а слева  $\lambda_{-1}$ . Можно показать, что  $\lambda_{+1}$  дается формулой (22) при положительном знаке перед арккосинусом,  $q = 0, m = N - 1$ , а  $\lambda_{-1}$  – при отрицательном знаке перед арккосинусом,  $q = 1, m = N - 1$ .

Обозначим ширину центрального максимума  $\Delta\lambda$ :

$$\Delta\lambda = \lambda_{+1} - \lambda_{-1}. \quad (23)$$

Обозначим для удобства

$$x = \arccos \frac{(Z_1 - Z_2)^2 + 4Z_1Z_2 \cos\left(\pi \frac{N-1}{N}\right)}{(Z_1 + Z_2)^2}. \quad (24)$$

Тогда равенство (23) переписывается в виде

$$\Delta\lambda = \frac{\pi\lambda_0}{x} - \frac{\pi\lambda_0}{2\pi - x} = 2\pi\lambda_0 \frac{\pi - x}{x(2\pi - x)}. \quad (25)$$

Отсюда

$$x = \pi \frac{\Delta\lambda + \lambda_0 - \sqrt{\Delta\lambda^2 + \lambda_0^2}}{\Delta\lambda}. \quad (26)$$

В случае узкополосных фильтров  $\Delta\lambda \ll \lambda_0$ , поэтому можно считать

$$\lambda_0 - \lambda_{-1} \approx \lambda_{+1} - \lambda_0, \quad (27)$$

$$\Delta\lambda \approx 2(\lambda_{+1} - \lambda_0). \quad (28)$$

Тогда уравнение для  $x$  запишется в следующем виде:

$$\Delta\lambda = 2 \left( \frac{\pi\lambda_0}{x} - \lambda_0 \right); \quad x = \frac{2\pi\lambda_0}{2\lambda_0 + \Delta\lambda}. \quad (29)$$

Из (24) следует, что

$$\frac{(Z_1 - Z_2)^2 + 4Z_1 Z_2 \cos\left(\pi \frac{N-1}{N}\right)}{(Z_1 + Z_2)^2} = \cos x, \quad (30)$$

где  $x$  дается выражением (26) или (29).

Формула (30) позволяет синтезировать фильтры с необходимой шириной полосы отражения, если заданы некоторые параметры многослойной структуры: количество бинарных слоев  $N$ , показатели преломления слоев. Другими словами, если по технологическим соображениям задан один из перечисленных параметров, другой параметр однозначно определяется с помощью формулы (30).

Выведем в явном виде функциональную зависимость для определения количества слоев структуры при заданном отношении показателей преломления составляющих бинарного слоя и обратную зависимость.

Для простоты введем обозначение

$$\xi = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{n_2}{n_1}. \quad (31)$$

Тогда

$$\frac{(\xi - 1)^2 + 4\xi \cos\left(\pi \frac{N-1}{N}\right)}{(\xi + 1)^2} = \cos x. \quad (32)$$

Решение уравнения запишется в виде (с учетом (31)):

$$\frac{n_2}{n_1} = \left( -2 \cos\left(\pi \frac{N-1}{N}\right) + \cos x + 1 \pm \sqrt{\left( \cos\left(\pi \frac{N-1}{N}\right) - 1 \right) \times \left( \cos\left(\pi \frac{N-1}{N}\right) - \cos x \right)} \right) / (1 - \cos x), \quad (33)$$

где  $x$  дается выражением (26) или (29).

Из уравнения (30) найдем зависимость количества бинарных слоев от заданного отношения показателей преломления составляющих бинарного слоя:

$$N = \left( 1 - \frac{1}{\pi} \arccos \frac{(\xi + 1)^2 \cos x - (\xi - 1)^2}{4\xi} \right)^{-1}, \quad (34)$$

где  $\xi = n_2 / n_1$ ,  $x$  определяется формулами (26) или (29).

При синтезе оптических фильтров исходные данные обычно включают в себя требуемый коэффициент отражения и ширину полосы отражения. При этом показатели преломления

веществ, составляющих структуру, могут не задаваться изначально, и, таким образом, должны быть получены при решении задачи синтеза. При такой постановке задачи удобно пользоваться уравнением для нахождения оптимального значения  $\xi$  (под критерием оптимальности здесь понимается достижение наименьшего количества слоев, необходимого для выполнения заданных условий):

$$\frac{1}{2} \log_{\xi} \left( \frac{1 + |r|}{1 - |r|} \right) = \left( 1 - \frac{1}{\pi} \arccos \frac{(\xi + 1)^2 \cos x - (\xi - 1)^2}{4\xi} \right)^{-1}. \quad (35)$$

Это уравнение не имеет аналитического решения, но может быть просто решено численно. На интервале  $\xi \in (1; 1.5)$ , который обусловлен доступными для создания интерференционных фильтров веществами, функция слева от знака равенства монотонно убывает, а функция справа от знака равенства монотонно возрастает, следовательно, уравнение (35) имеет не более одного решения.

Если найденное решение не принадлежит интервалу  $\xi \in (1; 1.5)$ , тогда следует изменить исходные данные. Однако для узкополосных фильтров разница показателей преломления в слоях невелика, и  $\xi$  обычно принадлежит интервалу  $(1; 1.1)$ .

## 2. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОСЛОЙНЫХ СТРУКТУР

В предыдущем разделе получено аналитическое описание однородных четвертьволновых фильтров. Численный расчет спектральных свойств на ЭВМ позволяет изучить свойства неоднородных структур.

Рассмотрим многослойные интерференционные фильтры простейшей структуры, состоящие из чередующихся слоев с показателями преломления  $n_1$  и  $n_2$ . Такие фильтры были аналитически описаны в разделе 1.

Для нахождения спектральных характеристик анализируемых фильтров был создан программный скрипт, алгоритм действия которого основан на методике рекуррентного пересчета импедансов [3]. Входной импеданс системы из  $N$  слоев  $Z_{\text{вх}}^{(n)}$  определяется через входной импеданс системы из предыдущих  $N-1$  слоев и импеданс  $n$ -го слоя:

$$Z_{\text{вх}}^{(n)} = \frac{Z_{\text{вх}}^{(n-1)} - iZ_n \operatorname{tg}(k_n d_n)}{Z_n - iZ_{\text{вх}}^{(n-1)} \operatorname{tg}(k_n d_n)} Z_n. \quad (36)$$

Комплексный коэффициент отражения находится по формуле

$$R = \frac{Z_{\text{вх}}^{(N)} - Z_{\text{ср}}}{Z_{\text{вх}}^{(N)} + Z_{\text{ср}}}, \quad (37)$$

где  $Z_{\text{ср}}$  – импеданс среды, следующей за  $n$ -м слоем.

По вычисленным значениям строится графическая зависимость модуля полученной комплексной величины от длины волны.

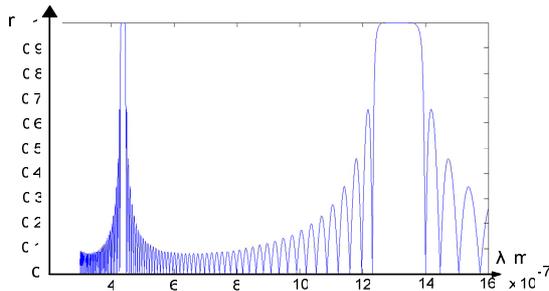


Рис. 3. Коэффициент отражения четвертьволнового фильтра

На рис. 3 представлен типичный график, получаемый при моделировании; параметры многослойной структуры: количество бинарных слоев  $N_b = 25$ ,  $n_1 = 1,45$  и  $n_2 = 1,7$ ,  $\lambda_0 = 1310$  нм. Для наглядности спектральная характеристика представлена в диапазоне длин волн, превышающем диапазон видимого света.

Реальное применение в системах WDM могут иметь фильтры, способные разделять каналы, отстоящие друг от друга по длине волны несущей на единицы и десятые доли нанометра (канальный план зависит от производителя оборудования).

Как видно из рис. 3, для спектральных характеристик однородных четвертьволновых фильтров характерно наличие существенных боковых максимумов. При использовании четвертьволновых фильтров для разделения сигналов, уплотненных по длине волны, наличие боковых максимумов существенно ухудшает отношение уровня выделяемого канала к уровню соседнего ослабляемого канала.

Огибающая колебаний показателя преломления в рассматриваемых четвертьволновых фильтрах является прямоугольной, а Фурье-преобразование прямоугольной функции описывается функцией типа sinc, которая характеризуется центральным максимумом и быстро убывающими по амплитуде боковыми максимумами (аналогичную форму имеет спектр фильтра с прямоугольной огибающей). В связи с этим для подавления боковых максимумов предложено использовать многослойную структуру, огибающая колебаний показателя

преломления которой является гауссовской функцией (Фурье-преобразование гауссовской функции дает также гауссовскую функцию).

В проводимых вычислительных экспериментах в качестве огибающей была использована функция

$$n_2(z) = (n_2 - n_1) \cdot \exp\left(-2 \cdot \left[\frac{m - N/2}{N/2}\right]^2\right), \quad (38)$$

где  $m$  – номер текущего слоя.

Здесь и далее  $N$  – общее количество слоев, равное удвоенному количеству бинарных слоев  $N_b$ .

Профиль показателя преломления, соответствующий модулирующей функции (38), схематически представлен на рис. 4.

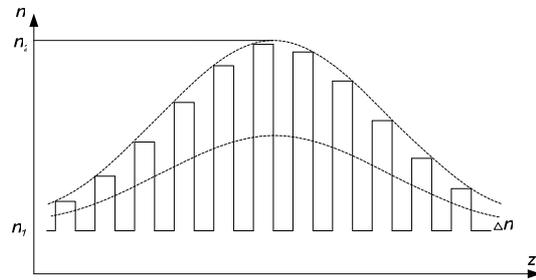


Рис. 4. Гауссовская огибающая профиля показателя преломления

На рис. 5 представлено сравнение коэффициентов отражения для обычного четвертьволнового фильтра и фильтра с гауссовской огибающей профиля показателя преломления.

Из представленных рисунков видно, что модуляция гауссовской огибающей позволяет подавить боковые максимумы с длинноволновой стороны от полосы отражения, с коротковолновой стороны боковые максимумы остаются, кроме того, длина волны, на которой отражение максимально, смещена от центральной длины волны в коротковолновую область.

Объяснить это можно из следующих соображений. Резонансная длина волны многослойной структуры определяется выражением

$$\lambda_B = 2n_{\text{eff}} \cdot (a + b), \quad (39)$$

где  $n_{\text{eff}}$  – эффективный показатель преломления,

$$n_{\text{eff}} = n_1 + \Delta n, \quad (40)$$

где  $\Delta n$  – усредненное изменение показателя преломления структуры относительно  $n_1$ .

На рис. 4 показано, что эффективный показатель преломления, определяемый изменением  $\Delta n$ , меняется на протяжении решетки, достигая максимального значения в ее середине.

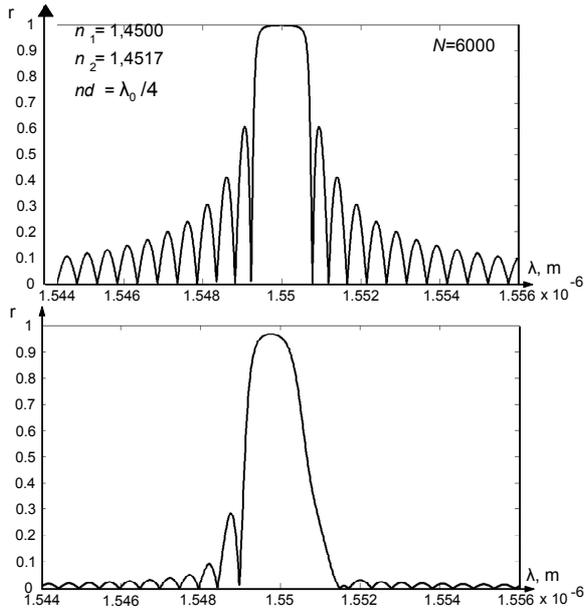


Рис. 5. Влияние гауссовской огибающей профиля показателя

Поэтому, согласно (39), резонансная длина волны будет смещаться в коротковолновую область от центральной длины волны фильтра.

В соответствии с вышесказанным можно сделать вывод, что наилучшего подавления боковых максимумов можно добиться, если на протяжении фильтра сохранять постоянным эффективный показатель преломления, используя при этом гауссовскую огибающую профиля показателя преломления.

Эти условия выполняются при использовании двусторонней гауссовской модуляции профиля показателя преломления (рис. 6).

Прерывистой линией на рисунке показан усредненный показатель преломления  $\Delta n$ . Очевидно, что при симметричных относительно  $(n_1 + n_2) / 2$  огибающих эффективный показатель преломления остается постоянным на всем протяжении многослойной структуры:

$$n_{\text{eff}} = \frac{n_1 + n_2}{2} \tag{41}$$

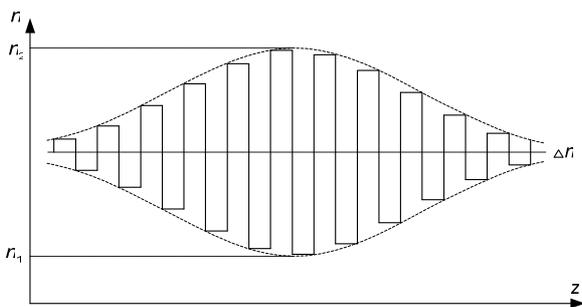


Рис. 6. Двусторонняя модуляция профиля показателя преломления гауссовской огибающей

При проведении вычислительных экспериментов в качестве огибающей для слоев с высоким показателем преломления использовалась функция

$$n(z) = \frac{n_2 + n_1}{2} + \frac{n_2 - n_1}{2} \exp\left(-2\left[\frac{m - N/2}{N/2}\right]^2\right) \tag{42}$$

а в качестве огибающей для слоев с низким показателем преломления – функция

$$n(z) = \frac{n_2 + n_1}{2} - \frac{n_2 - n_1}{2} \exp\left(-2\left[\frac{m - N/2}{N/2}\right]^2\right) \tag{43}$$

Для наглядности рассмотрим фильтр, аналогичный по параметрам структурам, изображенным на рис. 5.

Как видно из рис. 7, двусторонняя модуляция профиля показателя преломления позволяет существенно подавить боковые максимумы по обе стороны от полосы отражения.

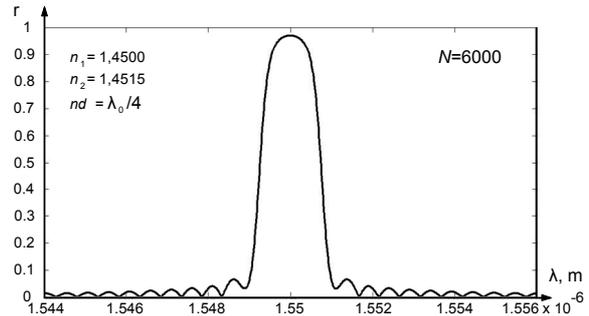
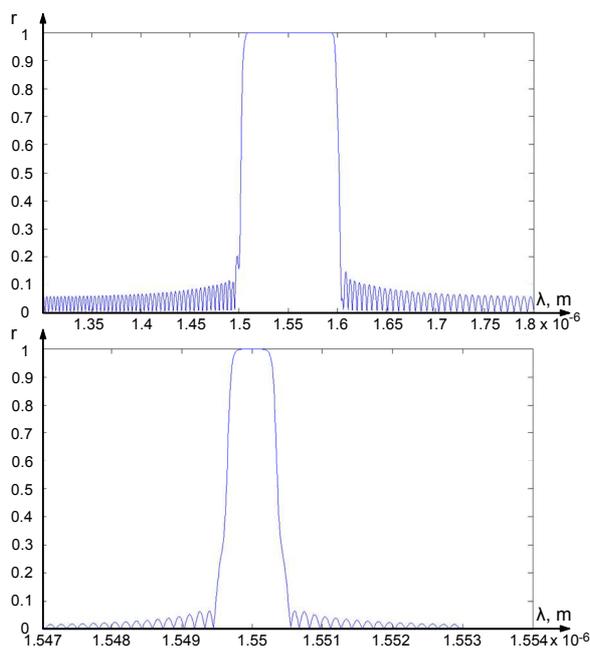


Рис. 7. Влияние двусторонней модуляции профиля показателя преломления гауссовской огибающей на коэффициент отражения

Анализ результатов многочисленных вычислительных экспериментов показывает, что ширина полосы отражения на полувысоте максимума (FWHM) модулированного по профилю фильтра приблизительно равна ширине полосы отражения однородного четвертьволнового фильтра, определяемой в соответствии с (25). Следовательно, формулы синтеза четвертьволновых фильтров (33), (34), (35) могут быть успешно использованы для синтеза фильтров с двусторонней гауссовской модуляцией профиля показателя преломления.

В соответствии с описанной технологией могут быть реализованы самые разнообразные фильтры – с шириной главного максимума в десятые доли нанометра и в десятки нанометров. Некоторые из полученных в результате

моделирования спектральных характеристик представлены на рис. 8.



**Рис. 8.** Различные реализации фильтров с двусторонней модуляцией профиля показателя преломления

При масштабном производстве компоненты, производимые с использованием вакуумного напыления многослойных покрытий, дешевле аналогичных фильтров, созданных по иным технологиям, в частности, на основе волоконных брэгговских решеток. При этом если в наличии есть два вещества с различными показателями преломления, вещества с промежуточными по величине показателями преломления можно получить простым смешиванием исходных веществ. Поэтому разработанные фильтры могут найти применение в недорогих оптических сетях с достаточно большой пропускной способностью, например, городских сетях (MAN), основанных на технологии CWDM.

## ВЫВОДЫ

1. Разработана методика синтеза отражательных фильтров на основе расчета параметров четвертьволнового однородного фильтра-прототипа. Расчет прототипа ведется с использованием соотношения, связывающего заданные спектральные характеристики с конструктивными параметрами фильтра. По рассчитанному фильтру-прототипу формируется фильтр с двусторонней гауссовской модуляцией профиля показателя преломления, обладающий заданными спектральными свойствами.

2. Результаты численного и аналитического моделирования показывают, что фильтры с модулированным профилем показателя преломле-

ния могут эффективно использоваться в волоконно-оптических системах связи с уплотнением сигналов по длине волны.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихонравов А. В. Синтез слоистых сред. М.: Знание, 1987. 48 с.
2. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. М.: Наука, 1973. 343 с.
3. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1973. 720 с.

## ОБ АВТОРАХ



**Султанов Альберт Ханович** проф., зав. кафедрой телекоммуникац. систем. Дипл. инженер по многоканальн. электросвязи (Новосибирск. электротехн. ин-т связи, 1973). Д-р техн. наук (УГАТУ, 1996). Иссл. в обл. телекоммуникац. систем, оптоэлектронных аэрокосмических систем.



**Багманов Валерий Хусаинович**, проф. каф. телеком. систем. Дипл. физик (МГУ, 1975). Д-р техн. наук по сист. анализу, упр-ю и обр. информ. (УГАТУ, 2007). Иссл. в обл. мат. моделирования и обраб. сигналов.



**Костров Сергей Владимирович**, асп. той же каф. Дипл. инженер по многоканальн. телеком. системам (УГАТУ, 2008). Иссл. в обл. волоконно-оптической связи.



**Кутлюяров Руслан Владимирович**, асп. той же каф. Дипл. инженер по многоканальн. телеком. системам (УГАТУ, 2008). Иссл. в обл. волоконно-оптической связи.