Е.Л. Тихова, В.И. Кондратенко

УО «Гомельский государственный университет
имени Франциска Скорины», Гомель, Беларусь

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ПУЧКА В ПЛОСКОМ СЛОЕ

Прохождение электромагнитной волны через плоский слой вызывает интерес не только с точки зрения определения энергетических параметров, но и с точки зрения преобразования информации, так как это один из наиболее распространенных элементов оптических линий передачи. Кроме того, применение металлодиэлектрических волноводных систем в электронике СВЧ и КВЧ накладывает свои особенности и ограничения на применение плоских слоев.

Для когерентной волны эффективный коэффициент передачи плоскопараллельной пластинки может быть представлен в виде

$$\theta_{\Phi} = \frac{t_{12}t_{21}e^{i\varphi}}{1 - R_{21}^2e^{i\Phi}},$$

где $\Phi = \frac{4\pi n^2 H \cos^2 \alpha}{\lambda \sqrt{n^2 - \sin^2 \alpha}}$, а $\varphi = \frac{2\pi n H}{\lambda \cos \beta}$.

Здесь H – толщина слоя, α – угол падения, β – угол преломления, λ – длина волны излучения, n – показатель преломления среды (коэффициент укорочения волны), t_{12} и t_{21} – коэффициенты Френеля для перехода волны из первой среды во вторую и в обратном направлении.

Выделяя в отдельности амплитудную и фазовую характеристики, последнее выражение можно представить в виде

$$\theta_{\Phi} = \frac{t_{12}t_{21}}{\sqrt{1 - 2R_{21}^2 \cos(2\varphi \cos^2 \beta) + R_{21}^4}} e^{i\psi},$$

где $\psi = \arctg \left(\frac{\sin \varphi + R_{21}^2 \sin(\varphi \cos 2\beta)}{\cos \varphi - R_{21}^2 \cos(\varphi \cos 2\beta)} \right)$.

Выражение для эффективного коэффициента передачи по сути является частотной характеристикой плоского слоя при рассмотрении его в качестве элемента информационной системы. Действительно, записывая выражение для φ и Φ через циклическую частоту ω , можно получить

$$A(\omega) = \frac{t_{12}t_{21}}{\sqrt{1 - 2R_{21}^2 \cos(2nH\omega \cos \beta / c) + R_{21}^4}}$$

для амплитудно-частотной характеристики, и

$$\psi(\omega) = \arctg \left(\frac{\sin \left(\frac{nH\omega}{c \cos \beta} \right) + R_{21}^2 \sin \left(\frac{nH \cos 2\beta \omega}{c \cos \beta} \right)}{\cos \left(\frac{nH\omega}{c \cos \beta} \right) - R_{21}^2 \cos \left(\frac{nH \cos 2\beta \omega}{c \cos \beta} \right)} \right)$$

для фазово-частотной характеристики элемента.

Частотная характеристика элемента периодична по частоте, что предполагает дискретный характер ее спектра, т.е. в виде ряда Фурье. Действительно, записывая коэффициент передачи в виде геометрической прогрессии, мы можем получить для частотной характеристики ее представление вида

$$W(\omega) = A(\omega)e^{i\psi(\omega)} = t_{12}t_{21} \sum_{k=0}^{\infty} R_{21}^{2k} e^{i[\varphi(\omega) + k\psi(\omega)]}.$$

Импульсный отклик такого элемента представляет собой обратное преобразование Фурье от частотной характеристики.

$$h(t) = \frac{t_{12}t_{21}}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i\omega t} \sum_{k=0}^{\infty} R_{21}^{2k} e^{i[\varphi(\omega)+k\phi(\omega)]} d\omega =$$

$$= \frac{t_{12}t_{21}}{\sqrt{2\pi}} \sum_{k=0}^{\infty} R_{21}^{2k} \delta\{t - (t_0 - k\tau)\},$$

где $t_0 = \frac{\pi nH}{ccos\beta}$, $\tau = \frac{2\pi nHcos\beta}{c}$, а $\delta\{t - (t_0 - k\tau)\}$ – дельта-функция Дирака.

Прохождение информационного сигнала через информационную систему можно представить в виде свертки исходного сигнала с импульсным откликом системы. Поскольку свертка с δ – импульсом приводит к смещению вдоль временной оси без изменения формы импульса, то преобразуемый импульс будет повторяться с ослаблением по амплитуде и с запаздыванием по времени. В современных информационных системах при цифровой передаче и обработке информации в основном применяются сигналы, получаемые посредством модуляции несущей гармонической волны П-образным импульсом длительности T . Такой сигнал имеет вид $S(t)=\Pi(t)cos\Omega t$, где Ω – частота несущей волны, а

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } -T/2 \leq t \leq T/2 \\ 0 & \text{при } t < -T/2 \text{ и } t > T/2 \end{cases}$$

Параметр t_0 указывает на общую задержку сигнала, и при рассмотрении его преобразования интереса не представляет, а поэтому в дальнейшем будет из рассмотрения исключен. Свертка сигнала вида $S(t)=\Pi(t)cos\Omega t$ с импульсным откликом $h(t)$ приводит преобразованный сигнал с точностью до несущественного постоянного множителя к виду:

$$S'(t) \sim \sum_{k=0}^{\infty} R_{21}^{2k} \cos \Omega(t - k\tau) [sgn\{(t - k\tau) + T/2\} - sgn\{(t - k\tau) - T/2\}].$$

Таким образом, происходит уширение импульса за счет наложения запаздывающих эхо-сигналов. Однако характер уширения в зависимости от угла падения ведет себя не вполне так, как это следовало из интуитивных соображений. Общее запаздывание сигнала, естественно, увеличивается при увеличении угла падения, и, следовательно, угла преломления, и максимально при скользющем падении на границу раздела сред. Однако уширение сигнала при этом достигает своего минимума, определяемого углом полного отражения внутри слоя. Ана-

логичным образом ведет себя и отраженный сигнал. Поэтому рассмотрение его в рамках данной работы нецелесообразно.

Особый интерес представляет распространение сигнала в замкнутых системах, которые образуют металлические волноводы с диэлектрическим покрытием, применяемые для передачи сигналов в диапазоне КВЧ. В этом случае, считая модуль коэффициента отражения от металлической поверхности близким к единице, а фазу равной π , для коэффициента отражения нетрудно получить выражение в виде:

$$\theta_{\text{эф}} = R_{12} - \frac{t_{12}t_{21}R_{21}e^{i\Phi(\omega)}}{1 - R_{21}e^{i\Phi(\omega)}}.$$

Однако в данном случае фазовая характеристика зависит от соотношения между частотой излучения и параметрами волноводной системы, поскольку требование равенства нулю напряженности электрической компоненты на границе металла (условия Леонтовича) накладывает определенные ограничения на угол падения и, соответственно, угол преломления волны.

Поскольку спектр описанного информационного сигнала $S(t)$

$$G(\omega) = 2 \left(\frac{\sin(\Omega + \omega) T/2}{\Omega + \omega} + \frac{\sin(\Omega - \omega) T/2}{\Omega - \omega} \right)$$

неограничен, то различным спектральным составляющим будут соответствовать различные углы преломления β

$$\Phi(\omega) = \frac{4\pi nH \cos \beta}{\lambda} = 2nH \sqrt{(\omega/c)^2 - (\pi/na)^2},$$

здесь учитывается, что $\cos \alpha = \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}$, a – размер широкой стенки волновода. Подобный характер зависимости приводит к тому, что волна с частотой ниже критической в волноводе затухает, и спектр приобретает ограниченный в низкочастотной области характер, теряя свою периодичность.

Следовательно, во временной области импульсный отклик системы приобретает вид непрерывной функции, что приводит к размытию отдельного эхо-импульса. Кроме того, частотную зависимость приобретают коэффициенты отражения и прохождения, что существенно затрудняет проведение аналитической оценки изменения параметров информативного сигнала во временной области ввиду достаточно сложной зависимости коэффициентов Френеля от угла падения. Следует отметить также, что при распространении в волноводе сигнал испытывает многократные переотражения, что приводит к накоплению эффекта.