

лупроводниковые пленки двуокиси олова, нанесенные на стекло [6]. При сопротивлении пленки порядка  $10^4 \text{ ом}$  на квадрат слой настолько тонок, что потери на отражение не больше, чем от самого стекла\*. Оптическое качество электродов много лучше при тонких покрытиях, чем при толстых. Однако при тонких покрытиях распределение потенциала на поверхности электрода менее равномерно. Толщина пленки была выбрана оптимальной, исходя из указанных выше соображений ( $\sim 700 \text{ \AA}$ ). Полного контакта электродов с кристаллом достигнуть не удается. Пространство между кристаллом и электродами заполняется тонким слоем канадского бальзама. Кристалл при этом очень плохо реагирует на постоянное напряжение, что видно из рассмотрения эквивалентной электрической схемы кристалла. Однако уже с частот порядка 5 гц работа кристалла проходит нормально.

При наложении напряжения изохроматы имеют вид лемнискат. Вместо темного креста имеем две гиперболы, проходящие через полюса лемнискат. Полюса лемнискат служат местами выхода двух оптических осей кристалла. В центральной части поля зрения светло. Если прикладываемое напряжение изменяется с течением времени, то картина меняется в соответствии с напряжением, проходя через различные фазы. Ясно, что в центральной части картины в этом случае световой поток будет модулироваться в соответствии с приложенным напряжением.

Переменное напряжение, подаваемое на кристалл, порядка 3500 в, т е мы используем не всю первую ветвь характеристики. При большем напряжении возникает опасность выхода кристалла из строя при длительной эксплуатации из-за несовершенной изоляции. Пробивное напряжение кристалла  $\sim 25 \text{ кв} \cdot \text{мм}^{-1}$ . Расчет и изготовление блока подачи напряжения на кристалл представляют собой определенные трудности ввиду того, что кристалл является практически чисто емкостной нагрузкой. В нашем случае этот блок представляет собой двухтактный трансформаторный усилитель на лампах Г-807. В остальном кристаллический светомодулятор используется так же, как и ячейка Керра.

Следует указать на ряд возможных применений кристаллического светомодулятора, например, использование в интерференционно-поляризационных фильтрах с перемещаемой по спектру полосой пропускания и в качестве затвора для скоростной съемки (экспозиции до  $10^{-9} \text{ сек}$ ).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Э. И. Могилевский, А. Е. Веллер, В. М. Вальд-Перлов, ДАН СССР, 95, 957 (1954)
2. Н. С. Никулин, А. Б. Северный, В. Е. Степанов, Изв. Крымской астрофиз. obs., 19, 3 (1958)
3. Э. И. Могилевский, И. Д. Гиц, Б. А. Иошпа, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 3, 67 (1960)
4. П. Г. Тагер, Ячейка Керра, Гостехиздат, М., 1937.
5. В. Н. Billings, J Opt Soc Am, 39, 797 (1949).
6. А. Я. Кузнецов, Б. П. Крыжановский, Информационный бюллетень, № 1 (18), ОНТИ ГОИ, Ленинград, 1957.

Институт земного магнетизма, ионосферы  
и распространения радиоволн АН СССР

Поступила в редакцию  
18 марта 1959 г.

#### ИЗМЕРЕНИЕ ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА ПЕРИОДИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА С ПОМОЩЬЮ ПРОИЗВОЛЬНОЙ НАГРУЗКИ

А. И. Зыков, С. Г. Кононенко

Измерение импеданса переходного устройства на входе периодического волновода необходимо при согласовании последнего со стандартным волноводом, по которому высокочастотная мощность поступает от генератора или отводится в оконечную нагрузку. Использование для этой цели подвижной поглощающей нагрузки в периодическом волноводе предложено в [1]. Однако опыт показывает, что изготовление хорошо согласованной нагрузки встречается с известными затруднениями. В связи

\* Кристалл для светомодулятора был изготовлен А. Б. Гильваргом (Институт кристаллографии АН СССР).

с этим представляет интерес метод определения входного импеданса с помощью произвольной нагрузки, коэффициент отражения которой может быть достаточно велик, а его зависимость от положения нагрузки относительно элементов периодической структуры—произвольной.

1. Можно показать, что если измерена зависимость КСВ и фазы отражения на входе периодического волновода (положения минимума стоячей волны  $X_{\text{мин}}$ ) от положения  $L$  произвольной нагрузки в периодическом волноводе (рис. 1), то для волновода с фазовым сдвигом на одну ячейку, равным  $\pi/2$ , можно найти такие положения нагрузки  $L=L_0$ ,  $L=L_0 \pm \lambda_0/4$ , при которых значение КСВ входного трансформатора  $K_{\text{вх}}$  определяется по известным формулам для гладких линий, приведенным, например, в [2,3]. В самом деле, согласно [3], для фиксированного положения нагрузки  $L$  можно записать комплексный коэффициент отражения  $p = pe^{-i\varphi}$  на входе четырехполюсника, образованного входным трансформатором (коэффициент отражения  $p_{\text{вх}} = p_{\text{вх}} e^{-i\varphi_{\text{вх}}}$ ) и нагрузкой (коэффициент отражения  $p_{\text{н}} = p_{\text{н}}(2\pi L/D) e^{-i\varphi_{\text{н}}(2\pi L/D)}$ ). Комплексный коэффициент отражения является периодической функцией  $L$  вида

$$p = pe^{-i(\varphi_{\text{вх}} - \delta\varphi)},$$

где

$$p^2 = \frac{p_{\text{вх}}^2 - 2p_{\text{вх}} p_{\text{н}} \cos \psi + p_{\text{н}}^2}{1 - 2p_{\text{вх}} p_{\text{н}} \cos \psi + p_{\text{вх}}^2 p_{\text{н}}^2}; \quad (1)$$

$$\text{tg}(\delta\varphi) = \frac{p_{\text{н}}(1 - p_{\text{вх}}^2) \sin \psi}{p_{\text{вх}}(1 + p_{\text{н}}^2) - (1 + p_{\text{вх}}^2) p_{\text{н}} \cos \psi}; \quad (2)$$

$$\psi = \varphi'_{\text{вх}} + \varphi_{\text{н}} + 4\pi L/\lambda_0,$$

$\lambda_0$ —длина волны в периодическом волноводе,  
 $\varphi'_{\text{вх}}$ — фаза входного отражения при падении волны в обратном направлении [4].

Анализ выражений (2) показывает, что если выбрать положения нагрузки  $L=L_0$  и  $L=L_0 \pm \lambda_0/4$  так, чтобы фазы отражения на входе были равны или отличались на  $180^\circ$ , то  $\cos \psi = \pm 1$  и (2) сводится к двум уравнениям. Перепишем эти уравнения для коэффициентов стоячей волны, получим окончательные формулы, совпадающие с приведенными в [2,3]:

$$K_{\text{вх}} = \sqrt{(K)_{L=L_0} (K)_{L=L_0 \pm \lambda_0/4}}; \quad (3)$$

$$(K_{\text{н}})_{L=L_0 - n\lambda_0/4} = \sqrt{(K)_{L=L_0} (K)_{L=L_0 \pm \lambda_0/4}}$$

$$(n = 0, 1, 2, \dots).$$

Здесь  $(K)_{L=L_0}$ ,  $(K)_{L=L_0 \pm \lambda_0/4}$  — КСВ входной линии при  $L=L_0$  и  $L=L_0 \pm \lambda_0/4$ .

Формулы (3) справедливы, если фазы отражения на входе равны при  $L=L_0$ ,  $L=L_0 \pm \lambda_0/4$ , что соответствует  $K_{\text{вх}} > (K_{\text{н}})_{L=L_0 \pm n\lambda_0/4}$ . Если фазы отражения отличаются на  $180^\circ$ , то  $K_{\text{вх}} < (K_{\text{н}})_{L=L_0 \pm n\lambda_0/4}$  и в (3) надо поменять местами  $K_{\text{вх}}$ ,  $(K_{\text{н}})_{L=L_0 \pm n\lambda_0/4}$ . При  $K_{\text{вх}} > (K_{\text{н}})_{L=L_0 \pm n\lambda_0/4}$  фаза входного отражения определяется, если поместить нагрузку в сечения  $L=L_0$  и  $L=L_0 \pm n\lambda_0/4$ . Если  $K_{\text{вх}} < (K_{\text{н}})_{L=L_0 \pm n\lambda_0/4}$ , то  $\varphi_{\text{вх}}$  можно найти, поместив нагрузку в сечение, соответствующее большему отражению во входной линии.

2. В качестве примера на рис. 2а, б приведены зависимости КСВ и положения минимума стоячей волны на входе, измеренные с двумя различными нагрузками при фиксированном входном импедансе.

Для быстрого определения входного импеданса следует измерять только зависимость положения минимума стоячей волны на входе от положения нагрузки и после нахождения узловых точек измерять КСВ. Опыт работы показал, что можно изготовить такую нагрузку, которая в определенных положениях точно согласована с диафрагмированным волноводом. На рис. 3 приведена зависимость КСВ и фазы отражения на входе, измеренная с помощью такой нагрузки. Как видно из рисунка, эта зависимость довольно сильная.

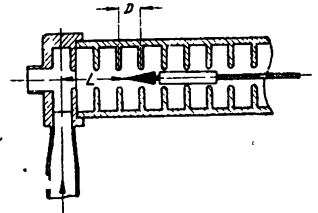


Рис 1. Диафрагмированный волновод с поглощающей нагрузкой.

Изложенные выводы касались практически наиболее важного случая  $\pi/2$ -мода. Если отклонение от частоты  $\pi/2$ -мода значительно, то в уравнения (2) необходимо внести поправки, учитывающие это отклонение.

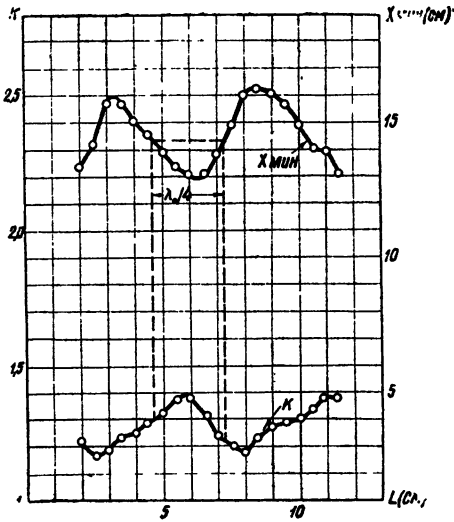


Рис. 2а.

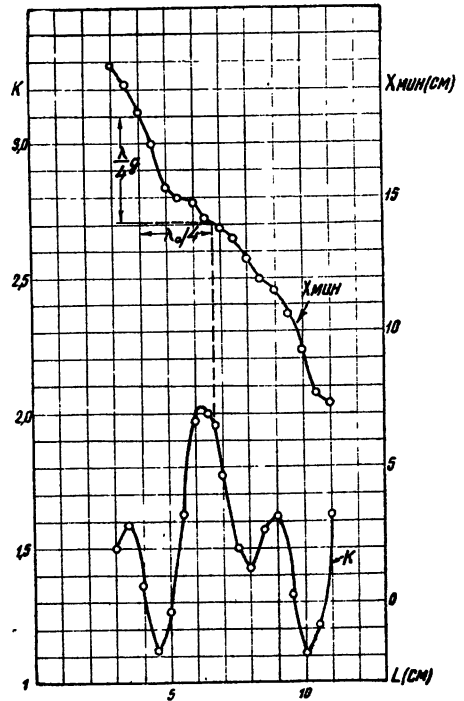


Рис. 2б.

Рис. 2. Зависимость КСВ  $K$  и положения минимума стоячей волны  $X_{\min}$  во входной линии от положения двух различных нагрузок в диафрагмированном волноводе:

$$\text{а) } K_{\text{вх}} = \sqrt{1,28 \cdot 1,21} = 1,24; \quad K_{\text{н}} = \sqrt{1,28/1,21} = 1,06, \quad \text{б) } K_{\text{вх}} = \sqrt{1,98/1,3} = 1,24;$$

$$K_{\text{н}} = \sqrt{1,98 \cdot 1,3} = 1,6 \quad (\lambda_g - \text{длина волны в измерительной линии}, \lambda_0 - \text{длина волны в волноводе)}$$

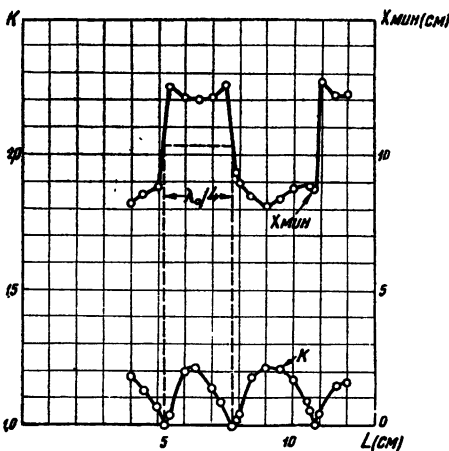


Рис. 3. Зависимость КСВ и фазы отражения нагрузки от положения ее в диафрагмированном волноводе ( $K_{\text{вх}}=1,0$ ). При  $L=5,1$  см и  $L=7,8$  см нагрузка согласована.

## ЛИТЕРАТУРА

1. M. Chodorow, E. L. Ginztou, Rev. Sc. Instr., 26, 135 (1955).
2. Г. Н. Рапопорт, Радиотехника, 8, 3, 36 (1953).
3. Техника сверхвысоких частот, 1, пер. с англ., изд. Сов. радио, М., 1952.
4. Измерения на сверхвысоких частотах, пер. с англ., Сов. радио, М., 1952.

Физико-технический институт АН УССР

Поступила в редакцию  
21 апреля 1959 г.ЭНЕРГООБМЕН ПРИ ДИСКРЕТНОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ ЭЛЕКТРОНОВ  
С БЕГУЩЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНОЙ

В. Н. Шевчик, Л. Д. Покровский

Анализ энергообмена между электронами и электромагнитной волной, распространяющейся в периодической структуре, может проводиться путем рассмотрения дискретного взаимодействия электронного потока с последовательностью высокочастотных полей, разделенных промежутками, свободными от поля [1]. Такое рассмотрение является одним из возможных способов описания электроники систем с бегущими волнами и отличается известной общностью.

В работе [1] проведен анализ каскадного взаимодействия электродов и волны постоянной амплитуды в предположении малых углов пролета через области взаимодействия. В настоящей статье этот анализ развивается на случай, когда соотношение между протяженностью высокочастотного промежутка и длиной пространства, разделяющего соседние зазоры, может быть произвольным.

Схема, в рамках которой производится анализ взаимодействия электронного потока и бегущей электромагнитной волны, представляет систему из высокочастотных промежутков (зазоров) протяженности  $d$ , разделенных свободным от поля пространством длины  $l$ . Период системы, отсчитываемый от начала предыдущего до начала последующего зазора, равен  $d + l$ . Указанная система пронизывается электронным пучком, причем на входе в первый зазор электроны имеют начальную скорость  $v_0$  и создают ток  $I_0$ . Будем полагать, что момент  $t_k$  соответствует времени входа электрона в  $k$ -ый зазор, а момент  $t'_k$  — времени выхода из него.

Считаются справедливыми следующие упрощающие предположения: 1) электромагнитная волна, распространяющаяся в области связи (вне зазоров), возбуждает в них стоячие электромагнитные поля, амплитуда которых одинакова во всех зазорах; 2) амплитуды высокочастотных полей в зазорах малы; 3) при подсчете действия высокочастотного электрического поля на электронный поток обратное влияние луча на поле системы выражается лишь через энергетическое взаимодействие; изменение распределения электромагнитного поля в системе вследствие этого взаимодействия не рассматривается (приближение заданного поля) [2].

Интегрируя при указанных предположениях уравнения движения электрона в полях последовательных зазоров, получим выражение для скорости электрона в точке  $x$   $k$ -го зазора:

$$v_{kx} = v_0 \left\{ 1 - j\mu e^{j\omega t} \left[ \sum_{p=1}^{k-1} (e^{j\varphi_{pd}} - 1) e^{j(p-1)\Phi_0} + e^{j(k-1)\Phi_0} (e^{j\varphi_{kx}} - 1) \right] \right\}, \quad (1)$$

где  $p$  — индекс суммирования,  $\mu = \xi/2\varphi_{0d}$ ;  $\xi = V_1/V_0$  ( $V_0$  — ускоряющий потенциал,  $V_1$  — амплитуда высокочастотного напряжения),  $\varphi_{kx} = \omega x/v_{kx}$ ,  $\Phi_0 = \omega(d+l)p/v_0$  ( $p = 1 - v_0/v_\Phi$ ;  $v_\Phi$  — фазовая скорость).

Вычислив аналогично значение текущей координаты электрона в  $k$ -ом зазоре  $x_k$  и полагая  $\omega(t - t_k) = \varphi_{kx}$ ;  $\omega x_k/v_0 = (k-1)p\omega/v_0 = \varphi_{0kx}$ , получим выражение для возмущенного угла пролета:

$$\varphi_{kx} = \varphi_{0kx} + \mu e^{j\omega t} \left\{ j\varphi_{kx} \sum_{p=1}^{k-1} (e^{j\varphi_{pd}} - 1) e^{j(p-1)\Phi_0} + e^{j(k-1)\Phi_0} (e^{j\varphi_{kx}} - 1 - j\varphi_{kx}) \right\}. \quad (2)$$

Используя предположение о малости сигнала ( $\mu \ll 1$ ), преобразуем (1) и (2) к виду: