

06;07;09;12

Расчет электродинамической системы для широкополосных оптических модуляторов

© Д.В. Запорожец, Н.А. Яковенко

Кубанский государственный университет,
350040 Краснодар, Россия
e-mail: den zap@mail.ru

(Поступило в Редакцию 7 октября 2002 г.)

Приведены результаты анализа параметров электродинамической системы щелевого типа, пригодной для применения в широкополосных сверхвысокочастотных модуляторах оптического излучения. Получены аналитические соотношения для полосы пропускания устройства и даны оценки этого параметра для реальных макетов. Экспериментальные данные по исследованию модуляции оптического излучения сверхвысокочастотными сигналами подтверждают перспективность применения таких электродинамических систем в модуляторах объемного типа.

Введение

При решении фундаментальной проблемы расширения возможностей телекоммуникационных ресурсов в направлении увеличения скорости передачи информации, повышения их функциональности, уровня миниатюризации элементной базы внешние модуляторы оптического излучения играют важную роль. Традиционный путь конструирования сверхбыстродействующих модуляторов с малым напряжением управляющего сигнала и широкой полосой пропускания основывается на создании волноведущих микроэлектронных систем, в которых обеспечивается синхронизация скоростей распространения электромагнитного излучения оптического и сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазонов частот [1]. Сложная технология создания устройства базируется на использовании крупногабаритного монокристалла ниобата лития, вырезанного вдоль соответствующих кристаллографических осей. Полуволновой набег управляемого фазового сдвига оптического излучения обеспечивается на большой длине кристалла, достигающей нескольких сантиметров.

Рассматривается конструкция СВЧ электродинамической системы внешнего сверхбыстродействующего модулятора объемного типа на монокристалле ниобата лития, помещенного в отрезок запердельной линии. Конструкция электродинамической структуры рассчитана на получение высокого управляющего напряжения на ниобате лития, которое позволило бы на сравнительно коротких кристаллах обеспечивать необходимый полуволновой управляющий сдвиг фазы оптического излучения. Длина кристалла определяет рабочий диапазон модулирующих частот и выбирается на основе требований допустимого фазового рассинхронизма между фазами СВЧ колебаний, возбуждающихся в начале кристалла, в области, куда входит оптический луч, и в конце кристалла, там, где оптический луч уже выходит. Поперечные размеры кристалла определяют амплитуду напряжения СВЧ колебаний, возбуждающихся в кристалле — чем

они меньше, тем при меньшей амплитуде напряжения достигается необходимый полуволновой фазовый сдвиг. Минимальные размеры поперечного сечения кристалла ограничиваются в первую очередь уровнем мощности оптического излучения, которое используется в качестве носителя информации. Допустимые уровни оптического излучения ограничиваются явлениями деполяризации, возникающими в нелинейных кристаллах [2]. С другой стороны, поперечные размеры кристалла ограничиваются технологическими возможностями изготовления миниатюрных монокристаллов, а также электродинамической системы, в которой эти монокристаллы будут функционировать. Кроме того, существуют ограничения, связанные с допустимыми минимальными поперечными размерами монокристаллов, при которых возникает электрический пробой в воздухе электромагнитного излучения, подводимого к кристаллу. Следует заметить, что напряжение электрического пробоя в самом монокристалле намного выше пробоя в воздухе, что позволяет искать и находить новые технологические решения изоляции монокристалла от воздуха, покрывая его, например, известными изолирующими материалами в областях, которые находятся вне металлических конструкций электродов.

В настоящей работе излагаются результаты исследований параметров электродинамической системы на базе запердельных волноводных линий, являющейся конструктивным элементом модулятора оптического излучения. Практическое применение отрезков запердельных линий было осуществлено при создании запердельных аттенуаторов и фильтров с диэлектрическими резонаторами в волноводе ниже частоты отсечки [3–5]. Помещенные в отрезок запердельного волновода, диэлектрики с малыми потерями (например, поликор, фторопласт или монокристаллы, в том числе с анизотропной диэлектрической проницаемостью, например, из кварца или ниобата лития) позволяют создать резонаторы с достаточно высокой добротностью Q ($Q > 1000$). Такие резонаторы можно применять не только в гибридных

ных интегральных схемах СВЧ диапазона в качестве фильтров, но и в модуляторах оптического излучения, работающих на СВЧ [6]. Достоинством модуляторов такого типа является низкий уровень мощности микроволнового излучения, необходимый для получения коэффициента модуляции, близкого к 100%. Однако узкополосность модуляторов такого типа является их недостатком. Этот недостаток можно устранить путем создания широкополосных электродинамических систем, например коротких отрезков запредельных линий — диафрагм, помещенных в регулярный волновод.

Амплитудно-частотная характеристика электродинамической системы щелевого типа

Анализ параметров коротких отрезков линий передачи, заполненных диэлектриком, можно проводить методом эквивалентных волновых сопротивлений [3]. Рассмотрим отрезок прямоугольного волновода сечением $a \times b$ длиной L , заполненный диэлектриком с диэлектрической проницаемостью ε , который состыкован с отрезком прямоугольного волновода сечением $a_0 \times b_0$. Полагаем, что размеры a_0 и b_0 соответственно больше размеров a и b . Полагаем также, что длина вставки — диафрагмы мала, как и мала ширина щели b . Последнее требование выходит из предположения малости поперечного сечения монокристалла. Для упрощения полученных аналитических соотношений можно будет положить равенство L и b .

Расчет амплитудно-частотной характеристики такой электродинамической системы проведем путем вычисления коэффициента передачи по мощности k [3]

$$k = 1 - |\Gamma|^2, \quad (1)$$

где Γ — коэффициент отражения по напряженности электрического поля в точке стыка волноводов различного поперечного сечения

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{вх}} - Z_0}{Z_{\text{вх}} + Z_0}, \quad (2)$$

где $Z_{\text{вх}}$ — входное сопротивление в точке соединения волноводов, Z_0 — эквивалентное волновое сопротивление волновода прямоугольного сечения $a_0 \times b_0$,

$$Z_{\text{вх}} = Z_1 \frac{Z_0 + Z_1 \operatorname{th}(2\pi L/\lambda_{\text{в}})}{Z_1 + Z_0 \operatorname{th}(2\pi L/\lambda_{\text{в}})}, \quad (3)$$

где Z_1 — эквивалентное волновое сопротивление волновода прямоугольного сечения $a \times b$, заполненного диэлектриком с диэлектрической проницаемостью ε ; $\lambda_{\text{в}}$ — длина волны в этом волноводе.

Для волны типа H_{10} параметры Z_0 , Z_1 и $\lambda_{\text{в}}$ имеют вид

$$Z_0 = \frac{kb_0}{\sqrt{4a_0^2 - \lambda^2}}, \quad (4)$$

где k — постоянный множитель, зависящий от выбора концепции рассмотрения эквивалентных параметров [3]

(наиболее часто используемое его значение — $480\pi\Omega$), λ — длина волны электромагнитного излучения, которое генерирует СВЧ генератор,

$$Z_1 = \frac{kb}{\sqrt{4a^2\varepsilon - \lambda^2}}, \quad (5)$$

$$Z_b = \frac{2a\lambda}{\sqrt{4a^2\varepsilon - \lambda^2}}. \quad (6)$$

Если учесть малость длины отрезка L ($L \ll \lambda_{\text{в}}$), то выражение (3) можно представить в таком виде

$$Z_{\text{вх}} = Z_1 \frac{Z_0 + jZ_1 2\pi L/\lambda_{\text{в}}}{Z_0 + jZ_0 2\pi L/\lambda_{\text{в}}}. \quad (7)$$

Это выражение можно преобразовать, полагая, что $(L/\lambda_{\text{в}})^2 \ll 1$, к такому виду:

$$Z_{\text{вх}} = Z_0 + (j2\pi L/\lambda_{\text{в}})(Z_1 - Z_0^2/Z_1). \quad (8)$$

Подставляя (4), (5) и (6) в (8), получаем

$$Z_{\text{вх}} = \frac{kb_0}{\sqrt{4a_0^2 - \lambda^2}} + \frac{jk b_0^2 \pi L (4a^2\varepsilon - \lambda^2)}{ba\lambda(4a_0^2 - \lambda^2)}. \quad (9)$$

Подставив (9) в (2), а затем (2) в (1), получаем

$$k = 1 - \frac{\pi^2 L^2 b_0^2 (4a^2\varepsilon - \lambda^2)^2}{4a^2 b^2 \lambda^2 (4a^2 - \lambda^2) + \pi^2 L^2 b_0^2 (4a^2\varepsilon - \lambda^2)^2}. \quad (10)$$

Для упрощения анализа соотношения (10) положим $L = b$ и $a_0 = a\sqrt{\varepsilon}$. Из (10) получаем

$$k = 1 - \frac{\pi^2 b_0^2 (4a^2 - \lambda^2)}{4a_0^2 \lambda^2 / \varepsilon + \pi^2 b_0^2 (4a_0^2 - \lambda^2)}. \quad (11)$$

Из соотношения (11) видим, что при $\lambda_0 = 2a_0$, $k = 1$, а условие $k = 0.5$ выполняется для λ_1 , определяемого из соотношения

$$4a_0^2 \lambda_1^2 / \varepsilon = \pi^2 b_0^2 (4a_0^2 - \lambda_1^2). \quad (12)$$

Отсюда находим, что

$$\lambda_1 = \frac{2a_0 \pi b_0}{\sqrt{4a_0^2 / \varepsilon + \pi^2 b_0^2}}. \quad (13)$$

Полоса пропускания на уровне 0.5

$$\Delta\lambda = \lambda_0 - \lambda_1 = 2a_0 \left(1 - \frac{\pi b_0}{\sqrt{4a_0^2 / \varepsilon + \pi^2 b_0^2}} \right). \quad (14)$$

Как следует из (14), важнейшим параметром, определяющим широкополосность электродинамической системы, является высота стенки волновода b_0 — чем она меньше, тем больше $\Delta\lambda$. При условии, когда $b_0^2 \ll a_0^2$, из (14) получаем

$$\Delta\lambda = 2a_0 (1 - \pi b_0 \sqrt{\varepsilon} / 2a_0). \quad (15)$$

Из (15) следует, что на полосу пропускания устройства существенно влияет диэлектрическая проницаемость кристалла ε — чем она больше, тем меньшую полосу пропускания имеет электродинамическая система.

Приведем оценки полосы пропускания электродинамической системы, построенной на базе волноводов стандартного сечения $a_0 \times b_0 = 28.5 \times 12.5$ mm, состыкованных с волноводом сечения $a \times b = 5.4 \times 0.5$ mm. Значение $a = 5.4$ mm получается из соотношения $a = a_0/\sqrt{\varepsilon}$, где $\varepsilon = 28$ — значение диэлектрической проницаемости Z-среза монокристалла ниобата лития при направлении вектора напряженности электрического поля перпендикулярно плоскости среза. Значение $b = 0.5$ mm выбрано как малая величина по сравнению с $\lambda_0 = 2a_0 = 57$ mm. Кроме того, технология изготовления кристаллов с такими поперечными размерами несложна. Расчет по формуле (14) дает значение $\Delta\lambda = 2.03$ mm. Учитывая, что коэффициент передачи $k = 1$ будет на частоте генератора 5263 MHz, получим полуширину полосы пропускания $\Delta f = 195$ MHz. При значении $b_0 = 5$ mm $\Delta\lambda = 9.99$ mm $\Delta f = 1120$ MHz; при $b_0 = 1$ mm $\Delta\lambda = 41.0$ mm $\Delta f = 13\,500$ MHz. Видим, что можно обеспечить большую широкополосность электродинамической системы при уменьшении размера b_0 .

Необходимо отметить, что в рассматриваемом диапазоне частот электродинамическая система является резонансной и вблизи частоты отсечки, как следует из соотношения (5), Z_1 стремится к бесконечности, что позволяет надеяться на высокую эффективность модулятора оптического излучения. При этом не стоит забывать о том, что отрезки волновода сечением $a_0 \times b_0$ в этой области частот имеют значение Z_0 , стремящееся к бесконечности; влияние запредельного режима распространения электромагнитного излучения тут несомненно [4].

Для получения высокоэффективной электродинамической системы необходимо обеспечить резонансные условия возбуждения даже для электродинамической системы, содержащей монокристаллы миниатюрных размеров. Однако при этом полоса пропускания такого резонатора должна быть достаточно широкой. Последнее условие достигается при обеспечении оптимальных условий размеров волноводных диафрагм с кристаллами, выбранных согласно приведенным расчетам. Для управления шириной полосы пропускания необходимо вводить в электродинамическую систему регулируемые элементы связи — отрезки запредельных волноводов подобно рассмотренным в [4].

Результаты экспериментальных исследований

Исследования проводились в два этапа: первый был посвящен изучению электродинамических систем без диэлектрика, а второй — с диэлектрическим заполнением.

На первом этапе изучались параметры электродинамических структур различных размеров. Как уже упоминалось выше, длина диафрагмы определяет величину резонансной частоты электродинамической системы. Высота диафрагмы при фиксированном значении ее толщины определяет полосу пропускания устройства. Материал проводника, из которого изготовлена диафрагма, определяет собственную добротность резонатора Q_0 .

Для оценки динамики процесса передачи энергии излучения в кристалл, находящийся в электродинамической системе, необходимо знание основных параметров СВЧ резонаторов — собственной добротности Q_0 , связанной с потерями за счет конечной проводимости стенок и за счет наличия в резонаторе диэлектрической вставки, и добротности связи $Q_{св}$, обусловленной радиационными потерями в резонаторе, включенном в линию передачи. Зная Q_0 и $Q_{св}$, легко оценить нагруженную добротность резонатора Q_H , которую измеряют в процессе экспериментальных исследований.

Соотношения, из которых на основе эксперимента определяются параметры Q_0 , $Q_{св}$ и Q_H , имеют следующий вид [3,7]

$$Q_0 = f_0/(2\Delta f), \quad (16)$$

где f_0 — резонансная частота СВЧ резонатора; $2\Delta f$ — ширина полосы пропускания резонатора, отсчитанная на уровне значения коэффициента передачи k_1 , вычисленного по формуле

$$k_1 = \frac{k_0}{(\sqrt{k_0} - 1)^2 + 1}, \quad (17)$$

где k_0 — значение коэффициента передачи по мощности резонатора при резонансе в предположении наличия одинаковых окон связи,

$$Q_{св} = Q_0/\beta, \quad (18)$$

где β — коэффициент связи резонатора с линией передачи.

Коэффициент связи β определяется так:

$$\beta = \frac{\sqrt{k_0}}{2(1 - \sqrt{k_0})}. \quad (19)$$

Нагруженная добротность определяется из такого соотношения:

$$Q_H = Q_{св}Q_0/(2Q_0 + Q_{св}). \quad (20)$$

Ширина полосы пропускания нагруженного резонатора $2\Delta f_H$ определяется таким образом:

$$2\Delta f_H = f_0/Q_H. \quad (21)$$

В таблице приведены параметры наиболее характерных резонаторов-диафрагм длиной 17 mm в зависимости от их высоты h при различных толщинах d проводящего материала. Резонансная частота составляет величину, близкую к 9 GHz.

Параметры диафрагм

Материал	d , mm	h , mm	Q_0	$Q_{св}$	Q_H	$2\Delta f_H$, GHz
Медь	0.5	0.3	110	13	6.1	1.5
Медь	0.5	0.4	200	16	7.7	1.2
Латунь	0.3	0.1	110	21	9.7	0.93
Латунь	0.3	0.2	190	18	7.7	1.2
Латунь	0.3	0.3	190	14	6.6	1.4
Латунь	0.3	0.4	260	12	5.9	1.5
Латунь	0.3	0.5	320	10	5.6	1.6
Алюминий	0.1	0.1	100	20	8.7	1.0
Алюминий	0.1	0.2	300	13	6.4	1.4
Сталь	0.02	0.1	18	15	5.3	1.7
Сталь	0.02	0.2	22	14	5.3	1.7
Сталь	0.02	0.4	42	10	4.6	2.0

Видим, что практически во всех вариантах конструкций диафрагм, представленных на рассмотрение, полоса пропускания превышает 1 GHz, а в некоторых случаях — даже 2 GHz; при этом соотношения между Q_0 и $Q_{св}$ таковы, что коэффициент связи электродинамической системы с резонатором во всех приведенных случаях больше 1.

На втором этапе были исследованы диафрагмы, частично заполненные монокристаллами ниобата лития. При помещении кристалла размером $2.0 \times 0.5 \times 0.5$ mm в диафрагму длиной 17 mm получены такие результаты: частота 5.8 GHz, $Q_0 = 60$, $Q_{св} = 36$, $Q_H = 13.3$. Для кристалла размером $2.0 \times 0.3 \times 0.3$ mm частота 5.9 GHz, $Q_0 = 40$, $Q_{св} = 38$, $Q_H = 12.6$. Видим, что полоса пропускания сузилась соответственно до 0.45 и 0.43 GHz.

Таким образом, на базе рассмотренных резонаторов появляется возможность создания сверхбыстродействующих модуляторов оптического излучения, полоса пропускания которых может достигать нескольких сотен мегагерц.

Последующие экспериментальные исследования были посвящены модуляции оптического излучения СВЧ сигналами. Изучался макет СВЧ модулятора оптического излучения, построенный на базе монокристалла ниобата лития с использованием поперечного электро-

оптического эффекта. Размер кристалла 0.5×0.5 mm при его длине 2.0 mm. Кристалл помещен в медную диафрагму толщиной 0.5 mm, шириной щели 0.5, длиной 17.0 mm. Элементами связи служили две покрытые серебром латунные диафрагмы размером 17.0×8.0 mm, толщиной 1.0 mm, взятые как отрезки запредельных волноводов. Эта конструкция была закреплена между двумя стандартными коаксиально-волноводными переходами с размером стенок 28.5×12.5 mm. СВЧ излучение подавалось от генератора стандартного измерителя коэффициента стоячей волны P2-42. Блок-схема экспериментальной установки представлена на рисунке. Источником оптического излучения служил лазер ЛГН-208 А, на выходе которого получается излучение с круговой поляризацией, длина волны излучения $0.63 \mu\text{m}$. СВЧ модулятор устанавливался между скрещенными поляризатором и анализатором, а короткофокусная линза фокусировала оптическое излучение в центральной части кристалла. Регистрация сигнала осуществлялась низкочастотным фотодетектором на частоте 6 kHz. Поэтому и сигнал СВЧ генератора был промодулирован на этой же частоте от внешнего звукового генератора. Снималась зависимость сигнала из фотодетектора от частоты СВЧ модулятора. На частоте 6025 MHz удалось получить сигнал $30 \mu\text{V}$ при уровне шума меньше $1 \mu\text{V}$. Полоса пропускания модулятора по уровню 3 dB составила $2\Delta f = f_1 - f_2 = 6155 - 5790 = 365$ MHz. При этом частотная зависимость носила немоноотонный характер — в области $2\Delta f$ можно было заметить три резонансных пика. Это связано с тем, что уровень СВЧ излучения в этих частотных пределах изменялся от 50 до 150 mW.

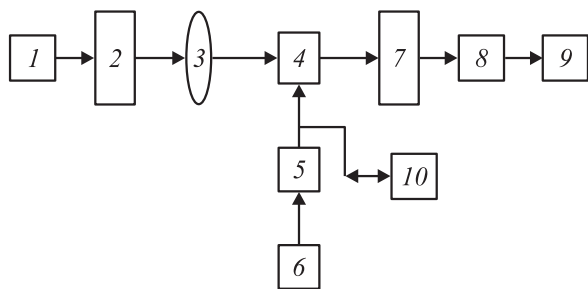
При подстройке электродинамической системы в резонанс удается получить выходной сигнал до $85 \mu\text{V}$. Однако полоса пропускания уменьшается при этом до 120 MHz.

Подбором углов поляризатора и анализатора можно погасить немодулированный сигнал до уровня $500 \mu\text{V}$ и достичь глубины модуляции около 15%.

Заключение

1. Предложена методика анализа конструкции СВЧ электродинамической системы щелевого типа для широкополосного внешнего сверхбыстродействующего объемного модулятора света.

2. Методом эквивалентных волновых сопротивлений проведены расчеты коэффициента передачи и полосы пропускания СВЧ волноводов с короткими вставками, заполненными диэлектриками. Установлено, что вставки щелевого типа при малых размерах высоты щелей позволяют получить широкую полосу пропускания устройств — порядка 1–2 GHz. Заполнение диэлектриком щели эту полосу сужает, однако при малых размерах высоты щели можно достичь достаточно большой широкополосности — порядка одного гигагерца.



Блок-схема установки: 1 — лазер; 2 — поляризатор; 3 — линза; 4 — образец в диафрагме; 5 — генератор ГКЧ-42; 6 — генератор звуковой частоты ГЗ-56/1; 7 — анализатор; 8 — фотоприемник; 9 — усилитель селективный; 10 — индикатор КСВ ЯЗР-19.

3. Исследована динамика процесса передачи энергии СВЧ излучения в кристалл на базе представлений рассматриваемых щелевых систем в виде объемных резонаторов. Предложенный метод расчетов проверен экспериментально на основе электродинамических исследований щелей, при варьировании геометрических размеров, из различных материалов.

4. Экспериментальная проверка лабораторных макетов модуляторов света позволит реализовать простые и сравнительно недорогие устройства, пригодные к практическому использованию.

Список литературы

- [1] *Mitomi O., Noguchi K., Miyazawa H.* // IEE Proc. Optoelectron. 1998. Vol. 145. N 6. P. 360–364.
- [2] *Мустель Е.Р., Парыгин В.Н.* Методы модуляции и сканирования света. М.: Наука, 1970. 384 с.
- [3] *Григорьев А.Д.* Электродинамика и техника СВЧ. М.: Высшая школа, 1990. 335 с.
- [4] *Вызулин С.А., Выродов Н.И., Запорожец В.В.* и др. // Радиотехника. 1991. № 6. С. 9–12.
- [5] *Запорожец Г.В., Запорожец В.В., Яковенко Н.А.* Резонансные частоты диэлектрических фильтров на запердельных линиях. Проблемы физико-математического моделирования. Краснодар, 1997. С. 77–82.
- [6] *Гладкий В.П., Запорожец В.В., Яковенко Н.А.* // Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники. 3-я Всерос. науч.-техн. конф. Таганрог, 1996. С. 86.
- [7] *Запорожец В.В., Яковенко Н.А.* Волновые процессы и квантовая радиофизика. Лабораторный практикум. Краснодар, 2001. 172 с.