ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1 **СВЧ-ТЕХНИКА**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск 2 (490)

2007

Издается с 1950 г.

Главный редактор д.т.н. **А.Н. Королев**

Редакционная коллегия:

д.т.н. С.И. Ребров (зам. главного редактора), к.т.н. С.А. Зайцев (зам. главного редактора), д.т.н. Б.Н. Авдонин (зам. главного редактора, ОАО ЦНИИ «Электроника»), к.т.н. В.Н. Батыгин, Ю.А. Будзинский, к.ф.-м.н. А.В. Галдецкий, Б.Ф. Горбик, С.И. Гришин, д.ф.-м.н. Б.Ч. Дюбуа, д.т.н. С.С. Зырин, к.т.н. Ю.А. Кондрашенков, к.т.н. А.С. Котов, к.т.н. Е.А. Котюргин, к.т.н. П.В. Куприянов, к.т.н. В.В. Лисс, д.т.н. М.И. Лопин, В.М. Малыщик, В.А. Мальцев, к.т.н. П.М. Мелешкевич, д.ф.-м.н. А.Б. Пашковский, Е.Н. Покровский, к.т.н. А.В. Потапов, к.т.н. С.Е. Рожков, д.т.н. К.Г. Симонов, В.П. Стебунов (ответственный секретарь), к.т.н. А.М. Темнов, д.т.н. Н.Д. Урсуляк, д.т.н. М.М. Трифонов (ЗАО НПП «Исток-Система»), **О.А. Морозов** (ЗАО НПП «Магратеп»), к.т.н. А.Г. Михальченков (МУП «ДПРН Фрязино»), д.ф.-м.н. А.И. Панас (ИРЭ РАН), к.т.н. **В.В. Абрамов** (ФГУП СКБ ИРЭ РАН), А.А. Туркевич (ФГУП «НПП «Циклон-Тест»)

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций (свидетельство ПИ № ФС 77-24651 от 6 июня 2006 г.)

© Федеральное государственное унитарное предприятие «НПП «Исток», 2007 г.

Выпуск	2(490)
•	· · · ·

Электровакуумные приборы

Плешанов С.А., Журавлева О.В., Иванов А.В., Курносов В.Д., Курносов К.В., Муста- фин И.Р., Симаков В.А., Чернов Р.В. – Спектрально-модовые закономерности гене- рации компактного одночастотного излучателя, перестраиваемого в области D_2 -ли- нии цезия	3
Измерительная аппаратура	
Абакумова Н.В., Пчелин В.А., Мальцев В.А., Зуева О.С., Мицук Е.В., Щербаков Ф.Е., Самсонова И.В. – Общий подход к измерению комплексных параметров двухпо- люсников и четырехполюсников на СВЧ	16
Применение электронных приборов	
Урсуляк Н.Д., Семенов М.Г., Василевский В.А., Мясников А.В., Яркин А.В. – Феррито- вые волноводные и микрополосковые СВЧ-приборы с дополнительными требова- ниями.	26
Медицинская электроника	
Андреев В.Е., Полников И.Г., Казаринов К.Д. – Использование в биохимическом экс- перименте явления межфазной конвекции в водных растворах при поглощении КВЧ- излучения.	35
Краткие сообщения	
Иовдальский В.А., Федоров В.Ф., Григорьев С.В., Стренина Т.В., Лисицин А.А., Мор- гунов В.Г. – Улучшение электрических характеристик элементов приемопередаю-	

Журнал «Электронная техника», Сер. 1, «СВЧ-техника» включен в перечень ВАК

щего модуля СВЧ-диапазона

42

2007

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Published by Federal State Unitary Enterprise "RPC "Istok",

The Federal Agency on Industry, The Russian Federation

CONTENTS

Issue 2(490)	2007	Founded in 1950

Electrovacuum devices

Pleshanov S.A., Zhuravlyova O.V., Ivanov A.V., Kurnosov V.D., Kurnosov K.V., Mustafin I.R., Simakov V.A., Chernov R.V. – Spectral mode regularities of compact monofrequency emitter generation tuned in cesium D ₂ -line region	3
Measuring equipment	
Abakumova N.V., Pchelin V.A., Maltsev V.A., Sueva O.S., Mitsuk E.V., Shcherbakov F.E., Samsonova I.V. – General approach to measuring complex parameters of two-terminal and four-terminal networks at microwave frequency	16
Applications of electronic devices	
<i>Ursulyak N.D., Semyonov M.G., Vasilevskij V.A., Myasnikov A.V., Yarkin A.V. –</i> Ferrite waveguide and microstrip microwave devices with additional requirements	26
Medical electronics	
<i>Andreev V.E., Polnikov I.G., Kazarinov K.D.</i> – The use of interphase convection phenomenon in aqueous solutions at EHF radiation absorption in biochemical experiment	35
Short information	
Iovdalsky V.A., Fyodorov V.F., Grigoryev S.V., Strenina T.V., Lisitsyn A.A., Morgunov V.G. – The improvement of electric characteristics of transceiving module elements within microwave range	42

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.378.325

СПЕКТРАЛЬНО-МОДОВЫЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ ГЕНЕРАЦИИ КОМПАКТНОГО ОДНОЧАСТОТНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО В ОБЛАСТИ *D*,-ЛИНИИ ЦЕЗИЯ

С. А. Плешанов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

О. В. Журавлева, А. В. Иванов, В. Д. Курносов, К. В. Курносов, И. Р. Мустафин, В. А. Симаков, Р. В. Чернов

ФГУП «НИИ «Полюс» им. М.Ф. Стельмаха, г. Москва

Предложена модель для расчета характеристик лазерного диода, состыкованного с брэгговской решеткой в волокне. Показано, что в данной модели можно получить режим одночастотной генерации без учета спектрального выгорания носителей. Экспериментально определены области изменения тока и температуры лазерного диода, а также температуры брэгговской решетки, при которых возможна настройка лазера на D_2 -линию цезия.

A model for calculating characteristics of a laser diode matched with Brag lattice in fiber has been proposed. It is shown that this model can achieve the mode of singlefrequency generation taking no account of carriers spectral burn-out. The regions of laser diode current and temperature changes as well as Brag lattice temperature change at which the laser tuning in cesium D_2 -line is possible were determined experimentally.

1. ВВЕДЕНИЕ

Получившие широкую известность американская Глобальная Система Позиционирования (GPS) и российская Глобальная Навигационная Спутниковая Система (ГЛОНАСС) передают со спутников Земли высокоточные измерительные сигналы, которые позволяют определить положение объекта в пространстве и во времени. Точностные эксплуатационные характеристики GPS и ГЛОНАСС определяются в основном атомными стандартами частоты на борту космических спутников Земли [1]. Ключевым элементом атомных стандартов частоты является атомно-лучевая трубка (АЛТ). Использование оптических методов в АЛТ позволяет заменить магнитную селекцию атомов по состояниям на более эффективные методы: оптическую накачку и оптическое детектирование. В результате упрощается геометрия и конструкция прибора, снижается его масса, существенно повышаются эффективность использования рабочего вещества и амплитуда выходного сигнала.

В работе [2] разработана специальная конструкция одночастотного лазера, предназначенного для накачки цезиевых стандартов частоты. Показано, что длину волны излучения лазера можно изменять как за счёт изменения температуры и тока накачки лазера, так и за счёт изменения температуры брэгговской решетки. Это невозможно сделать для РОС- и РБО-лазеров, у которых температура лазера и решетки изменяются одновременно. В работе [2] остался открытым вопрос: за счёт какого механизма происходит сильное подавление боковых мод – за счёт механизма спектрального выгорания носителей, разработанного в [3, 4], или за счёт селектирующих свойств внешнего резонатора с брэгговской решеткой.

Разработке моделей лазерного диода с внешним резонатором посвящено большое число публикаций, начиная с основополагающей работы [5] и заканчивая целым рядом работ, направленных на улучшение этой модели [6–8]. Однако недостатком всех этих моделей является исключение из рассмотрения при расчёте такой сложной системы, которой является лазерный диод, состыкованный с брэгговской решеткой в волокне, интерференционных эффектов. Поэтому в данной работе за основу была взята модель, рассмотренная в работе [9]. Указанная модель позволила рассчитать ширину линии излучения лазера с внешним резонатором [10], а также динамику излучения [11].

Целью данной работы является дальнейшее теоретическое и экспериментальное исследование характеристик одночастотного лазера, разработанного в [2].

Ниже представлена модель, которая дала возможность получить режим одночастотной генерации лазера без учета спектрального выгорания носителей.

2. ТЕОРИЯ

Схема полупроводникового лазера с брэгговской решеткой в волокне приведена на рис. 1. Волоконный световод с брэгговской решеткой представлен как открытый резонатор с коэффициентами отражения зеркал R_2 и R_B , заполненный средой с показателями преломления n_2 и n_B . В этом случае, в соответствии с работами [9, 11], поле внутри резонатора схемы (рис. 1) можно представить следующим образом:



Рис. 1. Схема полупроводникового лазера с брэгговской решеткой в волоконном световоде:

 L_1 , n_1 , L_2 , n_2 , L_3 , n_3 , L_B , n_B – длины и показатели преломления полупроводникового лазера, волоконного световода, воздушного зазора и брэгговской решетки; R_1 , R_2 , R_3 , R_B – коэффициенты отражения; $r(\lambda)$ – коэффициент отражения на границе волоконный световод – брэгговская решетка

$$U_{i}(z) = \begin{cases} A_{i} \sin\left[\beta_{1i}(z+L)\right] & \text{при} \quad -L \leq z \leq -(L_{2}+L_{3}), \\ B_{i} \sin\left(\beta_{3i}z\right) + C_{i} \cos\left(\beta_{3i}z\right) & \text{при} \quad -(L_{2}+L_{3}) \leq z \leq -L_{2}, \\ D_{i} \sin\left(\beta_{2i}z\right) + E_{i} \cos\left(\beta_{2i}z\right) & \text{при} \quad -L_{2} \leq z \leq 0, \\ \left[R_{i}(z) - S_{i}(z)\right] \sin\left[\beta_{0}(z-L_{B})\right] & \text{при} \quad 0 \leq z \leq L_{B}, \end{cases}$$
(1)

где $\beta_{1i} = 2\pi n_1/\lambda_i$, $\beta_{2i} = 2\pi n_2/\lambda_i$, $\beta_0 = 2\pi n_B/\lambda_B$ – постоянные распространения в соответствующих областях; λ_B – длина волны Брэгга; $L = L_1 + L_2 + L_3$. В (1) автоматически выполняются граничные условия U_i (-L) = $U_i(L_B) = 0$. Коэффициенты A_i , B_i , C_i , D_i , E_i не зависят от z. В последнем выражении в системе (1) между $R_i(z)$ и $S_i(z)$ поставлен знак минус, учитывающий, что падающая волна $R_i(z)$ имеет противоположное направление распространения по сравнению с отраженной волной $S_i(z)$.

Выражения для коэффициентов $R_i(z)$ и $S_i(z)$ заимствованы из работ [3, 12]:

$$R_{i}(z) = R(0) \frac{\gamma_{i} \operatorname{ch}[\gamma_{i}(z-L_{B})] - \theta_{i} \operatorname{sh}[\gamma_{i}(z-L_{B})]}{\gamma_{i} \operatorname{ch}(\gamma_{i}L_{B}) + \theta_{i} \operatorname{sh}[\gamma_{i}L_{B}]},$$
(2)

$$S_{i}(z) = R(0) \frac{\gamma_{1i} \operatorname{ch}[\gamma_{i}(z - L_{B})] + \chi_{i} \operatorname{sh}[\gamma_{i}(z - L_{B})]}{\gamma_{i} \operatorname{ch}(\gamma_{i}L_{B}) + \theta_{i} \operatorname{sh}[\gamma_{i}L_{B}]}.$$
(3)

Коэффициент отражения r на границе волоконный световод – брэгговская решетка (z = 0) рассчитывается по формуле:

$$r = \frac{S(0)}{R(0)} = \frac{\gamma_{1i} \operatorname{ch}(\gamma_i L_B) - \chi_i \operatorname{sh}(\gamma_i L_B)}{\gamma_i \operatorname{ch}(\gamma_i L_B) + \theta_i \operatorname{sh}[\gamma_i L_B]},$$
(4)

а коэффициент отражения по мощности $R = |r|^2$.

Коэффициенты, входящие в (2) – (4), определяются следующим образом:

$$\gamma_i^2 = \left(\frac{\alpha_B}{2} + j\delta_i\right)^2 + K_0^2, \qquad \delta_i = \beta_i - \beta_0 = 2\pi n_B \left(\frac{1}{\lambda_i} - \frac{1}{\lambda_B}\right), \qquad \gamma_{1i} = \xi \gamma_i,$$

$$\xi = r_0 e^{-j2\beta_0 L_B}, \quad r_0 = \sqrt{R_B}, \quad \theta_i = \left(\frac{\alpha_B}{2} + j\delta_i\right) + jK_0\xi, \quad \chi_i = \left(\frac{\alpha_B}{2} + j\delta_i\right)\xi + jK_0,$$
(5)

где γ_i – дисперсионное соотношение; α_B – потери в брэгговской решетке; K_0 – коэффициент связи между встречными волнами.

Сшивая решения для поля $U_i(z)$ и производной $\frac{dU_i(z)}{dz}$ в точках $z = 0, -L_2, -(L_2+L_3)$, полу-

чаем характеристическое уравнение, определяющее длины волн, которые могут распространяться в системе, показанной на рис. 1:

$$a_{1i}d_{1i} + a_{2i}d_{1i} - f_i(b_{1i}d_{2i} + d_{1i}b_{2i}) = 0, (6)$$

где

$$a_{1i} = \beta_{2i} \sin(\beta_{2i}L_2) \sin(\beta_{3i}L_2) + \beta_{3i} \cos(\beta_{3i}L_2) \cos(\beta_{2i}L_2),$$

$$a_{2i} = \beta_{3i} \sin(\beta_{3i}L_2) \cos(\beta_{2i}L_2) - \beta_{2i} \sin(\beta_{2i}L_2) \cos(\beta_{3i}L_2),$$

$$b_{1i} = \beta_{3i} \cos(\beta_{3i}L_2) \sin(\beta_{2i}L_2) - \beta_{2i} \cos(\beta_{2i}L_2) \sin(\beta_{3i}L_2),$$

$$b_{2i} = \beta_{2i} \cos(\beta_{2i}L_2) \cos(\beta_{3i}L_2) + \beta_{3i} \sin(\beta_{3i}L_2) \sin(\beta_{2i}L_2),$$

$$d_{1i} = \beta_{1i} \cos(\beta_{1i}L_1) \sin[\beta_{3i}(L_2 + L_3)] + \beta_{3i} \sin(\beta_{1i}L_1) \cos[\beta_{3i}(L_2 + L_3)],$$

$$d_{2i} = \beta_{1i} \cos(\beta_{1i}L_1) \cos[\beta_{3i}(L_2 + L_3)] - \beta_{3i} \sin(\beta_{1i}L_1) \sin[\beta_{3i}(L_2 + L_3)].$$
(7)

Коэффициент f_i при пренебрежении членом, содержащим $\frac{\gamma_i}{\beta_{2i}}$, может быть записан в виде:

$$f_i = -\frac{\beta_0}{\beta_{2i}} \operatorname{ctg}(\beta_0 L_B).$$
(8)

В дальнейшем нам потребуются соотношения между коэффициентами:

$$\frac{B_{i}}{A_{i}} = \frac{1}{\beta_{3i}} \left\{ \beta_{1i} \cos(\beta_{1i}L_{1}) \cos[\beta_{3i}(L_{2}+L_{3})] - \beta_{3i} \sin(\beta_{1i}L_{1}) \sin[\beta_{3i}(L_{2}+L_{3})] \right\},$$

$$\frac{C_{i}}{A_{i}} = \frac{1}{\beta_{3i}} \left\{ \beta_{1i} \cos(\beta_{1i}L_{1}) \sin[\beta_{3i}(L_{2}+L_{3})] + \beta_{3i} \sin(\beta_{1i}L_{1}) \cos[\beta_{3i}(L_{2}+L_{3})] \right\},$$

$$\frac{D_{i}}{A_{i}} = \frac{1}{\beta_{2i}} \left\{ \frac{B_{i}}{A_{i}} \left[\beta_{2i} \sin(\beta_{2i}L_{2}) \sin(\beta_{3i}L_{2}) + \beta_{3i} \cos(\beta_{3i}L_{2}) \cos(\beta_{2i}L_{2}) \right] + \left. + \frac{C_{i}}{A_{i}} \left[-\beta_{2i} \sin(\beta_{2i}L_{2}) \cos(\beta_{3i}L_{2}) + \beta_{3i} \sin(\beta_{3i}L_{2}) \cos(\beta_{2i}L_{2}) \right] \right\},$$

$$\frac{E_{i}}{A_{i}} = \frac{1}{\beta_{2i}} \left\{ \frac{B_{i}}{A_{i}} \left[-\beta_{2i} \cos(\beta_{2i}L_{2}) \sin(\beta_{3i}L_{2}) + \beta_{3i} \cos(\beta_{3i}L_{2}) \sin(\beta_{2i}L_{2}) \right] \right\},$$

$$\frac{E_{i}}{A_{i}} = \frac{1}{\beta_{2i}} \left\{ \frac{B_{i}}{A_{i}} \left[-\beta_{2i} \cos(\beta_{2i}L_{2}) \sin(\beta_{3i}L_{2}) + \beta_{3i} \cos(\beta_{3i}L_{2}) \sin(\beta_{2i}L_{2}) \right] \right\},$$

$$\frac{E_{i}}{A_{i}} = \frac{1}{\beta_{2i}} \left\{ \frac{B_{i}}{A_{i}} \left[-\beta_{2i} \cos(\beta_{2i}L_{2}) \sin(\beta_{3i}L_{2}) + \beta_{3i} \sin(\beta_{3i}L_{2}) \sin(\beta_{2i}L_{2}) \right] \right\},$$

$$\frac{E_{i}}{A_{i}} = \frac{1}{\beta_{2i}} \left\{ \frac{B_{i}}{A_{i}} \left[-\beta_{2i} \cos(\beta_{2i}L_{2}) \sin(\beta_{3i}L_{2}) + \beta_{3i} \sin(\beta_{3i}L_{2}) \sin(\beta_{2i}L_{2}) \right] \right\},$$

$$\frac{E_{i}}{A_{i}} = \frac{1}{\beta_{2i}} \left\{ \frac{B_{i}}{A_{i}} \left[-\beta_{2i} \cos(\beta_{2i}L_{2}) \sin(\beta_{3i}L_{2}) + \beta_{3i} \sin(\beta_{3i}L_{2}) \sin(\beta_{2i}L_{2}) \right] \right\},$$

$$\frac{E_{i}}{A_{i}} = \frac{1}{\beta_{2i}} \left\{ \frac{B_{i}}{A_{i}} \left[-\beta_{2i} \cos(\beta_{2i}L_{2}) \cos(\beta_{3i}L_{2}) + \beta_{3i} \sin(\beta_{3i}L_{2}) \sin(\beta_{2i}L_{2}) \right] \right\},$$

$$\frac{E_{i}}{A_{i}} \left[\beta_{2i} \cos(\beta_{2i}L_{2}) \cos(\beta_{3i}L_{2}) + \beta_{3i} \sin(\beta_{3i}L_{2}) \sin(\beta_{2i}L_{2}) \right] \right\},$$

Коэффициент А_i определяется из условия нормировки [9] и равен:

$$A_{i}^{2} = \frac{2}{n_{1}^{2}V_{1} + n_{2}^{2}V_{2}\left[\left(\frac{D_{i}}{A_{i}}\right)^{2} + \left(\frac{E_{i}}{A_{i}}\right)^{2}\right] + 2n_{B}^{2}V_{B}\left[\left(\frac{R(0)}{A_{i}}\right)^{2}f_{1i}\right]}.$$
(10)

Коэффициент f_{1i} рассчитывается по формуле:

$$f_{1i} = \frac{\left(\gamma_{2i}^2 - \psi_i^2\right) + \frac{2\gamma_{2i}\psi_i}{\gamma_i L_B}\operatorname{sh}^2\left(\gamma_i L_B\right) + \frac{\gamma_{2i}^2 + \psi_i^2}{2\gamma_i L_B}\operatorname{sh}\left(2\gamma_i L_a\right)}{4\left[\gamma_i \operatorname{ch}\left(\gamma_i L_B\right) + \theta_i \operatorname{sh}\left(\gamma_i L_B\right)\right]^2},\tag{11}$$

где $\psi_i = \theta_i + \chi_i, \ \gamma_{2i} = \gamma_i - \gamma_{1i}.$

Скоростные уравнения, определяющие динамику излучения системы, могут быть записаны в виде:

$$\frac{dS_{i}}{dt} = c_{0} \left[\frac{1}{n_{1}} F_{1i} \left(\Gamma_{a} g_{i} - \alpha_{1\Sigma} \right) - \frac{1}{n_{2}} F_{2i} \alpha_{2\Sigma} - \frac{1}{n_{3}} F_{3i} \alpha_{3\Sigma} - \frac{1}{n_{B}} F_{Bi} \alpha_{B\Sigma} \right] S_{i} + \beta \frac{V_{1}}{V_{\Sigma}} R_{sp}, \qquad (12)$$

$$\frac{dn_{a}}{dt} = \frac{I\eta}{eV_{a}} - R_{sp} - c_0 \frac{1}{n_1} \frac{V_{\Sigma}}{V_1} \sum_i F_{li} \Gamma_a g_i S_i, \qquad (13)$$

где c_0 – скорость света в вакууме; Γ_a – коэффициент оптического ограничения; β – коэффициент, учитывающий вклад спонтанного излучения в генерирующую моду; $V_{\Sigma} = V_1 + V_2 + V_3 + V_B$ – суммарный объем; I – ток накачки; V_a – объем активной области лазера; n_a – плотность носителей в активной области лазера; η – дифференциальная эффективность.

Усредненная плотность фотонов определяется как

$$S_{i} = \frac{1}{V_{\Sigma}} \left(V_{1} S_{1i} + V_{2} S_{2i} + V_{B} S_{Bi} \right), \tag{14}$$

где $V_1 = L_1 w \frac{L_a}{\Gamma_a}$; $V_2 = \frac{\pi d^2}{4} L_2$; $V_B = \frac{\pi d^2}{4} L_B$; w, L_a – ширина и толщина активной области лазера; d – диаметр волоконного световода. В (15) пренебрегли членом V_3S_3 , т.к. V_1 , V_2 , $V_B >> V_3$.

Учитывая, что

$$\frac{S_{2i}}{S_{1i}} = \left[\left(\frac{D_i}{A_i} \right)^2 + \left(\frac{E_i}{A_i} \right)^2 \right] \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2, \tag{15}$$

$$\frac{S_{Bi}}{S_{1i}} = 2\left(\frac{R(0)}{A_i}\right)^2 \left(\frac{n_B}{n_1}\right)^2 f_{1i}.$$
(16)

плотность фотонов в лазере определяется выражением:

$$S_{1i} = \frac{S_i V_{\Sigma}}{V_1 + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 V_2 \left[\left(\frac{D_i}{A_i}\right)^2 + \left(\frac{E_i}{A_i}\right)^2\right] + 2\left(\frac{n_B}{n_1}\right)^2 V_B \left|\left(\frac{R(0)}{A_i}\right)^2 f_{1i}\right|.$$
(17)

Коэффициенты F, входящие в (12), (13), определяются как

$$F_{1i} = n_1^2 \frac{V_1}{2} A_i^2, \quad F_{2i} = n_2^2 \frac{V_2}{2} A_i^2 \left[\left(\frac{D_i}{A_i} \right)^2 + \left(\frac{E_i}{A_i} \right)^2 \right],$$

$$F_{3i} = n_3^2 \frac{V_3}{2} A_i^2 \left[\left(\frac{B_i}{A_i} \right)^2 + \left(\frac{C_i}{A_i} \right)^2 \right], \quad F_{Bi} = n_B^2 V_B A_i^2 \left[\left(\frac{R(0)}{A_i} \right)^2 f_{1i} \right].$$
(18)

Учитывая (14)-(18), получаем равенство для последнего члена в уравнении (13):

$$\frac{c_0}{n_1} \frac{V_{\Sigma}}{V_1} \sum_i F_{1i} \Gamma_a g_i S_i = \frac{c_0}{n_1} \sum_i \Gamma_a g_i S_{1i}.$$
(19)

Оптические потери, входящие в уравнение (12), могут быть записаны в виде:

$$\alpha_{1\Sigma} = \alpha_{10} + \frac{1}{2L_1} \ln \frac{1}{R_1}, \quad \alpha_{2\Sigma} = \alpha_{20} + \frac{1}{2L_2} \ln \frac{1}{(1 - R_2)^2},$$

$$\alpha_{3\Sigma} = \alpha_{30} + \frac{1}{2L_3} \ln \frac{1}{(1 - R_3)^2}, \quad \alpha_{B\Sigma} = \frac{1}{2L_B} \ln \frac{1}{|r|^2 + (1 - |r|^2)^2} R_B \exp(-2\alpha_{B0}L_B),$$
(20)

где α_{10} , α_{20} , α_{30} , α_{B0} – нерезонансные потери в соответствующих областях; *r* находится по формуле (4).

Оптические потери α_{30} в воздушном зазоре определяются эффективностью ввода излучения k_{in} из лазера в волоконный световод:

$$\alpha_{30} = \frac{1}{L_3} \ln \frac{1}{k_{in}},\tag{21}$$

где величина k_{in} принималась равной 50%.

Коэффициент усиления, в соответствии с работой [13], рассчитывался с использованием модели без обращения масс и без выполнения правила отбора по волновому вектору:

$$g(hv) = G_0 \sum_{i} \sum_{n,k} \left[m_{hi} \ln \left(\frac{1 + \exp\left(\frac{F_c - hv - E_{vni}}{kT}\right)}{1 + \exp\left(\frac{F_c - E_{cni}}{kT}\right)} \cdot \frac{1 + \exp\left(\frac{F_v + hv - E_{cki}}{kT}\right)}{1 + \exp\left(\frac{F_v - E_{vki}}{kT}\right)} \right) \right],$$
(22)

где $G_0 = -\frac{\pi e^2 \hbar}{m_0^2 \varepsilon_0 n_{\rm a} c h \nu} \frac{m_c kT}{\left(\pi \hbar^2 L_{\rm a}\right)^2} 4\pi a_0^2 L_{\rm a} |M|^2$, $h\nu$ – энергия фотона; $|M|^2$ – усредненный квад-

рат матричного элемента; $E_{cni} = E_{ca} + E_{cn}$; $E_{vni} = E_{va} - E_{vin}$; i = h, l – тяжелые и легкие дырки соответственно; индексы в суммировании n, k – номера подзон в квантовой яме; E_{ca} , E_{va} – дно зоны проводимости и потолок валентной зоны в активной области; E_{cn} , E_{vin} – основные состояния электронных и дырочных подзон; a_0 – эффективный боровский радиус примеси; n_a – показатель преломления, L_a – толщина активной области.

Скорость спонтанных переходов можно выразить через коэффициент усиления с помощью выражения:

$$r_{sp}(hv) = \frac{8\pi (n_a hv)^2}{h^3 c^2 \left(\exp\left(\frac{hv - (F_c - F_v)}{kT}\right) - 1\right)} (-g(hv)).$$
(23)

Суммарная скорость спонтанной рекомбинации определяется как

$$R_{sp} = \int r_{sp}(hv) \, dhv, \tag{24}$$

где нижний предел интегрирования в (24) составляет $E_{ga} + E_{c1} + E_{vlh}$; верхний предел интегрирования ограничивается высотой потенциальных барьеров в квантовой яме.

Для системы Al_xGa_{1-x}As/GaAs зависимость ширины запрещенной зоны для активной области E_{ga} и для волноведущих слоев E_{gb} от температуры и плотности носителей определяется в виде:

$$E_{gi}(T, n_i, p_i, x_i) = 1,519 - 5,405 \cdot 10^{-4} \frac{T^2}{204 + T} + 1,247x_i - k_g\left(n_i^{\frac{1}{3}} + p_i^{\frac{1}{3}}\right),$$
(25)

где индексы i = a, b относятся к активной области и волноведущим слоям соответственно.

Плотности электронов и дырок в активной области лазера находятся из выражений:

$$n_{a}(F_{c}) = \rho_{c}kT\sum_{n} \ln\left(\frac{1 + \exp\left(\frac{F_{c} - E_{ca} - E_{cn}}{kT}\right)}{1 + \exp\left(\frac{F_{c} - E_{cb}}{kT}\right)}\right), \qquad p_{a}(F_{v}) = kT\sum_{n,i} \rho_{vit} \ln\left(\frac{1 + \exp\left(\frac{E_{va} - E_{vin} - F_{v}}{kT}\right)}{1 + \exp\left(\frac{E_{vb} - F_{v}}{kT}\right)}\right),$$

$$(26)$$

где $\rho_c = \frac{m_c}{\pi \hbar^2 L_a}$ и $\rho_{vit} = \frac{m_{vi}}{\pi \hbar^2 L_a}$ – эффективные плотности состояний $(i = h, l); E_{cb}, E_{vb}$ – дно

зоны проводимости и потолок валентной зоны в волноведущей области соответственно. Концентрации носителей в волноведущем слое выражаются как

$$n_{b}(F_{c}) = \int_{E_{cb}}^{E_{c,em}} \rho_{bc}(E) f_{c}(E) dE, \qquad p_{b}(F_{v}) = \sum_{i} \int_{E_{v,em}}^{E_{vb}} \rho_{bvi}(E) [1 - f_{v}(E)] dE, \qquad (28)$$

где р_{bc} и р_{bvi} – эффективные плотности состояний в волноведущем слое; $E_{c.em}$, $E_{v.em}$ – энергии дна зоны проводимости и потолка валентной зоны в эмиттерном слое.

Квазиуровни Ферми в зоне проводимости F_c и в валентной зоне F_v связаны между собой уравнением электронейтральности:

$$L_{a}\left[n_{a}\left(F_{c}\right)-p_{a}\left(F_{v}\right)\right]+L_{b}\left[n_{b}\left(F_{c}\right)-p_{b}\left(F_{v}\right)\right]=0,$$
(29)

где *L_h* – толщина волноведущего слоя.

Оптическая мощность на выходе резонатора лазера с коэффициентом отражения R_1 равна:

$$P = hv \frac{c}{n_1} A_c \left(1 - R_1 \right) \sum_i S_{1i},$$
(30)

где A_c – площадь поперечного сечения излучающей области лазера.

3. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ЛАЗЕРА

В данной работе нас в основном интересуют спектральные характеристики лазера, т.к. он предназначен для точной настройки длины волны излучения на *D*₂–линию цезия.

Для расчетов принимались следующие значения: $x_a = 0$; $x_b = 0.33$; $\Gamma_a = 0.024$; $L_1 = 0.06$ см; $L_2 = 0.76$ см; $L_3 = 30$ мкм; $L_B = 0.6$ см; $n_1 = 3.3$; $n_2 = 1.5$; $n_3 = 1.0$; $n_B = 1.5$; d = 5 мкм; $V_1 = 1.25 \cdot 10^{-9}$ см³; $V_2 = 1.49 \cdot 10^{-7}$ см³; $V_3 = 1.96 \cdot 10^{-10}$ см³; $V_B = 1.18 \cdot 10^{-7}$ см³; $R_1 = 0.3$; $R_2 = 0.04$; $R_3 = 0.005$; $R_B = 0.04$; $\alpha_{01} = 15$ см⁻¹; $\alpha_{02} = 0$; $\alpha_{B0} = 0.5$ см⁻¹; $\eta = 1$, $dn/dT = 0.77 \cdot 10^{-4}$ K⁻¹; $k_g = 2 \cdot 10^{-8}$ эВ·см; $\alpha_T = 5.74 \cdot 10^{-6}$ K⁻¹; $T_0 = 293$ K.

Коэффициент связи *К*₀ между падающей и отраженной волной брэгговской решетки определим из экспериментальной зависимости коэффициента пропускания последней. На рис. 2 представлены теоретическая и экспериментальная зависимости коэффициента пропускания брэг-

говской решетки от длины волны света. Коэффициент пропускания $K_{tr} = 10 \log (1 - |r|^2)$, где величина *r* определяется формулой (4). Видно, что при $K_0 L_B = 10$ и потерях $\alpha_B = 0.5$ см⁻¹ имеем удовлетворительное совпадение теории и эксперимента. Таким образом, для расчетов примем, что $K_0 = 10/L_B$ и $\alpha_B = 0.5$ см⁻¹.

На рис. 3 представлена зависимость длины волны излучения лазера от его температуры при постоянной температуре световода и брэгговской решетки. При изменении температуры лазер-







Рис. 3. Зависимость длины волны излучения от температуры лазерного диода при постоянной температуре световода и брэгговской решетки

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 2(490), 2007

ного диода изменяются его длина, показатель преломления и остальные величины, определяемые выражениями (22) – (28). Для расчетов использовалась следующая зависимость показателя преломления лазера от температуры:

$$n_1(T) = n_1 \left[1 + \frac{dn}{dT} \left(T - T_0 \right) \right], \tag{31}$$

а для длины резонатора лазера:

$$L_{1}(T) = L_{1}\left[1 + \alpha_{T}\left(T - T_{0}\right)\right], \qquad (32)$$

где α_T – коэффициент линейного расширения GaAs/AlGaAs.

Из рисунка видно, что при увеличении температуры происходит периодическое переключе-

ние с моды на моду лазера, которое можно сопоставить модам лазерного диода ($\delta \lambda_{ID} = 1,67 \text{ Å}$),

а внутри этого интервала происходят переключения с $\delta \lambda_B = 0.19 \text{ Å}$, которые можно сопоставить модам внешнего резонатора.

Кружком на рис. 3 выделена одна из областей переключения длины волны излучения лазера с одной моды на другую, а на рис. 4 продемонстрировано поведение спектра излучения лазера вблизи данной области, соответствующей переключению мод.

Из рис. 4,6 видно, что одновременная генерация двух мод возможна в небольшой области температур. Достаточно отклониться от этой области на $\pm 0,01^{\circ}$ С, как имеем устойчивую одночастотную генерацию. Причем отношение генерирующей моды к близлежащей составляет не менее 30 дБ для случаев, показанных на рис. 4,*a* и *в*, и не менее 45 дБ для случая, показанного на рис. 4,*c*.

Расчеты показали, что одночастотный режим генерации начинается практически с небольших превышений тока накачки пороговой величины. Видно, что подавление боковых мод превышает 30 дБ и это соотношение обеспечивается не за счет спектрального выгорания носителей, а за счет селектирующих свойств внешнего резонатора.

4. ЭКСПЕРИМЕНТ

Ниже представлены результаты исследования характеристик полупроводникового лазера с брэгговской решеткой в волокне, используемого для накачки АЛТ.

Основной целью эксперимента являлось определение рабочих токов и температур лазера при постоянной температуре брэгговской решетки, при которых осуществлялась точная настройка на D_2 -линию цезия. Регистрация точной настройки АЛТ на D_2 -линию цезия проводилась с использованием атомно-лучевой трубки [14] по сигналу на выходе АЛТ, который при точном резонансе падал с 1,0 В до уровня менее 0,1 В. Напомним, что для исследуемой конструкции излучателя возможно независимое друг от друга изменение температур лазерного диода и решетки [2].



Рис. 4. Спектральные характеристики (в логарифмическом масштабе) лазера с брэгговской решеткой при мощности излучения 10 мВт и температуре лазерного диода 20,24°С (*a*), 20,25°С (*б*), 20,26°С (*в*), 20,5°С (*c*). Через «*p*» и «*q*» обозначены две конкурирующие моды

На рис. 5 представлены зависимости тока накачки излучателя от температуры лазерного диода при трех постоянных температурах решетки. Видно, что при изменении температуры лазерного диода наблюдаются три ветви, которые характеризуют точную настройку длины волны излучения на D_2 -линию цезия. Характерной особенностью этой зависимости является то, что, несмотря на различие в температурах решетки, кривые накладываются друг на друга. Измерения показали, что наклон характеристики I/T_{LD} постоянен, воспроизводится от образца к образцу и составляет приблизительно 12,8 мА·K⁻¹. Расстояния между ветвями также воспроизводятся к рис. 3, из которого видно, что постоянная длина волны излучения (прямая линия) может быть получена при различных температурах лазерного диода. В соответствии с рис. 3 и аналогичной ему экспериментальной зависимостью, между ветвями на рис. 5 должны посередине проходить зависимости, представленные пунктирной линией. Однако они не были отмечены как рабочие, поскольку на этих кривых (пунктир) напряжение на вольтметре падало с 1,0 до приблизи-



Рис. 5. Зависимость тока накачки излучателя от температуры лазерного диода при постоянной температуре решетки 31°С (△), 39°С (○) и 46,5°С (□)

тельно 0,2 В. Критерием же настройки на D_2 -линию цезия являлось уменьшение напряжения до 0,1 В и ниже. Физическая причина такого поведения в настоящее время неясна.

Внешний вид одночастотного излучателя показан на рис. 6. Распределение интенсивности в поперечном сечении определялось характеристиками использованной квантово-размерной гетероструктуры и коллимирующего объектива излучателя. На рис. 7 приведено типичное распределение интенсивности излучения в поперечном сечении на расстоянии 20 см от излучателя. Оно имеет вид прямоугольника размерами 0,8 х 4,8 мм по уровню интенсивности 0,1.



Рис. 6. Внешний вид одномодового одночастотного излучателя ИЛПН-244



Рис. 7. Распределение интенсивности в поперечном сечении пучка на расстоянии 20 см от излучателя

Как показал эксперимент, возможна непрерывная перестройка мощности излучения от 1 до 12 мВт при точном попадании в D_2 -линию цезия за счёт изменения тока накачки и температуры лазерного диода при постоянной температуре решетки.

5. ВЫВОДЫ

1. Предложенная модель позволила получить одночастотный режим генерации лазера с брэгговской решеткой без учета спектрального выгорания носителей. При этом наблюдается сильное (более 30 дБ) подавление боковых мод, а при переключении генерации с моды на моду нет «развала» спектра излучения на несколько продольных мод.

2. Одночастотная генерация начинается практически с порога генерации лазера с брэгговской решеткой.

3. Результаты эксперимента могут быть использованы разработчиками атомно-лучевых трубок при конструировании системы обратной связи для поддержания длины волны излучения лазера, соответствующей *D*₂–линии цезия.

ЛИТЕРАТУРА

1. Одуан К., Гино Б. Измерение времени. Основы GPS. – М.: Техносфера, 2002.

2. О.В. Журавлева, А.В. Иванов, В.Д. Курносов и др. // Квантовая электроника. – 2006. – Vol. 36, № 741.

3. *Suemutsu Y., Adams A.R.* Handbook of semiconductor lasers and photonic integrated circuits. – London: Chapman and Hall, 1994.

4. Батрак Д.В., Богатов А.П., Каменец Ф.Ф. // Квантовая электроника. – 2003. – Т. 33, № 941.

5. Lang R., Kobayashi K. // IEEE J. Quntum Electron. - 1980. - Vol. 16, No 347.

6. Hui R.-Q., Tao S.-P. // IEEE J. Quntum Electron. - 1989. - Vol. 25, No 1580.

7. Park J.-D., Seo D.S., McInerney J.G. // IEEE J. Quntum Electron. - 1990. - Vol. 26, No 1353.

8. S.G. Abdulrhmann, M. Ahmed, T. Okamoto, W. Ishimori, M. Yamada // IEEE J. Selected Topics in Quntum Electron. - 2003. - Vol. 9, No 1265.

9. Marcuse D., Lee T.-P. // IEEE J. Quntum Electron. - 1984. - Vol. 20, No 166.

10. Li L. // IEEE J. Quntum Electron. - 1990. - Vol. 26, No 3.

11. Н.Н. Гавриленко, В.Д. Курносов, О.Ф. Семенова и др. // Квантовая электроника. – 1992. – Т. 19, № 845.

12. Полупроводниковые инжекционные лазеры. Динамика, модуляция, спектры / Под ред. У. Тсанга. – М.: Радио и связь, 1990.

13. А.В. Иванов, В.Д. Курносов, К.В. Курносов и др. // Квантовая электроника. – 2006. – Т. 36, № 918.

14. Плешанов С.А., Самарцев И.И., Турутин Ю.А. // Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника. –2007. – Вып.1(489). – С. 87-92.

Статья поступила 9 июня 2007 г.

УДК 621.317.331: 621.372.4

ОБЩИЙ ПОДХОД К ИЗМЕРЕНИЮ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВУХПОЛЮСНИКОВ И ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ НА СВЧ

Н. В. Абакумова, В. А. Пчелин, В. А. Мальцев, О. С. Зуева, Е. В. Мицук, Ф. Е. Щербаков, И. В. Самсонова

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Предложен общий подход и дано теоретическое обоснование методов определения полной входной проводимости двухполюсников и комплексных S-параметров четырехполюсников, основанных на измерении только модулей коэффициентов отражения (или передачи). Описаны результаты измерения полного входного и выходного сопротивлений транзистора 3П608А-2 в интервале частот 14,5...15,5 ГГц.

General approach and theoretical foundation of methods defining input admittance of two-terminal networks and complex S-parameters of four-terminal networks based only on measuring of reflection factor modules (or transmission coefficient) are suggested. The results of measuring 3II608A-2 transistor complete input and output resistance in 14.5...15.5 GHz frequency range are described.

1. В В Е Д Е Н И Е

Последние годы характеризуются применением полупроводниковых приборов в различных областях радиоэлектроники. Активными элементами твердотельных устройств, предназначенных для генерации и усиления колебаний, являются полевые и биполярные транзисторы и диоды СВЧ. Стремление к миниатюризации аппаратуры и повышению ее надежности привело к созданию сначала гибридных интегральных (ГИС), а в последнее время гибридных монолитных и монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ. В то же время с развитием интегральной техники особое внимание уделяется стадии проектирования ГИС и МИС, так как экспериментальная подстройка ГИС затруднена, а МИС вообще невозможна. Для эффективного использования возможностей проектирования устройств необходимо выполнять измерения полных (комплексных) сопротивлений и *S*-параметров полупроводниковых приборов на СВЧ. Наиболее просто измерить полные сопротивления (проводимости) приборов при малом сигнале. Большинство известных методов основано на измерении модуля и фазы отраженного от полупроводникового прибора сигнала. Однако точное измерение фазы связано с существенными трудностями.

За рубежом выпускается ряд установок для измерения комплексных СВЧ-параметров приборов и устройств, однако они, как правило, недоступны для широкого использования. Существующие же отечественные измерители *S*-параметров четырехполюсников хотя и имеют высокие технические и электрические параметры, но либо дороги, так как сложны в изготовлении, либо имеют приемлемую цену, но требуют сложной обработки информации [1]. Поэтому по-прежнему актуален поиск новых методов измерения *S*-параметров в основном с целью снижения стоимости измерительной аппаратуры. Наиболее дешевая аппаратура может быть создана на основе методов, использующих измерения только амплитудно-частотных характеристик падающих и отраженных волн.

В работе описан общий подход к определению полного сопротивления Z (проводимости Y) двухполюсников и S-параметров четырехполюсников, основанный на измерении только модулей коэффициентов отражения (или передачи). Подобные методы удобны, поскольку панорамные измерители КСВН и ослабления по-прежнему находят широкое применение при проектировании и разработке устройств СВЧ, особенно в отечественной практике. Приведено описание гибридной интегральной схемы и конструкции устройства для измерения комплексных величин предлагаемыми методами.

В работе рассмотрены следующие методы.

1. Метод определения *Z*(*Y*), основанный на измерении только модулей коэффициентов отражения *K*.

2. Метод определения Z(Y), основанный на измерении модулей коэффициентов отражения K и передачи T.

3. Метод определения *S*-параметров, основанный на измерении модулей коэффициентов отражения *K* и передачи *T*.

2. МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ Z(Y), ОСНОВАННЫЙ НА ИЗМЕРЕНИИ К

Пусть Z = R + jX (Y = G + jB) – неизвестное сопротивление (проводимость) двухполюсника (например, диода СВЧ), Y_0 – проводимость подводящих линий нагрузки, а схема между двухполюсником и нагрузками (рис.1,*a*) описывается комплексной матрицей [A_k], где k = 1, 2, ...

Модуль коэффициента отражения *К*_{*и*} имеет вид:

$$K_{k} = |(Z_{k} - Z_{0})/(Z_{k} + Z_{0})|,$$

где $Z_k = (D_k Z + B_k)/(C_k Z + A_k), k = 1, 2, 3...$

Выражение для квадрата модуля коэффициента отражения можно преобразовать к уравнению

$$p_{k}(R^{2}+X^{2})+2m_{k}R+2n_{k}X+q_{k}=0,$$

где p_k, m_k, n_k, q_k связаны с $Z, Z_0 = 1/Y_0$ и элементами матрицы $[A_k] - A_k, B_k, C_k, D_k$.

Если измерить величины K_k для двух значений изменяемого параметра в схеме, например для длины отрезка микрополосковой линии l_k (рис.1, δ), то получим систему двух уравнений с неизвестными значениями R и X. Решая эту систему, получаем неизвестные составляющие полного сопротивления двухполюсника. Поскольку уравнения квадратные, то при решении системы может оказаться, что величины R и X определяется с точностью до знака.

Для устранения этой неопределенности необходимо использовать дополнительные измерения K_k (k = 1, 2, 3...) с другими величинами длины отрезка линии или длины отрезков связанных микрополосковых линий [2].



Рис. 1. Эквивалентные схемы измерительного устройства (*a*, *б*, *в*) и результаты измерений (*г*)

3. МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ Z(Y), ОСНОВАННЫЙ НА ИЗМЕРЕНИИ К И T

В работе [3] описан метод определения на частоте f полной проводимости Y = G + jB двухполюсника на СВЧ по измеренным модулям коэффициентов отражения K и передачи T. Исследуемый двухполюсник включается как четырехполюсник в измерительное устройство, на входе и выходе которого располагаются нагрузки (рис.1,*a*). Активная G и реактивная B составляющие проводимости двухполюсника рассчитываются по формулам:

$$G = Y_0 (1 - K^2 - T^2)/T^2,$$
(1a)

$$B = \pm Y_0 \{ 4T^2 K^2 - (1 - K^2 - T^2)^2 \}^{0.5} / T^2.$$
(16)

Из формулы (1б) видно, что *В* определяется с точностью до знака, что существенно снижает возможность применения этого метода. Кроме того, с помощью устройства, предложенного в [3], трудно проводить измерения входных и выходных проводимостей транзисторов СВЧ. Этот недостаток можно устранить, если применять микрополосковую конструкцию измерительного устройства [4,5]. Однако в основе этого устройства лежит тот же метод, поэтом неопределенность в знаке *В* устранить не удается.

В работе [6] предложен метод измерения B, свободный от этого недостатка. Суть метода заключается в том, что на частоте f измеряются значения модулей коэффициентов отражения и передачи еще и схемы с дополнительным шлейфом, подключенным к центральному проводнику (рис.1,e). К линии передачи (назовем ее центральной линией) через отрезок линии длиной l_0 подключается двухполюсник, а с другой стороны – дополнительный разомкнутый (или короткозамкнутый) отрезок микрополосковой линии (шлейф). Вначале измеряют модули K_1 и T_1 коэффициентов отражения и передачи для схемы без шлейфа и по формулам, аналогичным (1), определяют G_1 и B_1 :

$$G_1 = Y_0 (1 - K_1^2 - T_1^2) / T_1^2,$$
(2a)

$$B_1^2 = 4Y_0^2 K_1^2 / T_1^2 - G_1^2.$$
⁽²⁶⁾

Затем к центральному проводнику подключается шлейф (рис. 1, e) и на той же частоте измеряются величины K_2 и T_2 и рассчитываются значения G_2 и B_2 :

$$G_2 = Y_0 (1 - K_2^2 - T_2^2) / T_2^2,$$
(3a)

$$B_2^2 = 4Y_0^2 K_2^2 / T_2^2 - G_2^2.$$
(36)

Обозначим полную проводимость шлейфа как $Y_{\rm m} = G_{\rm m} + jB_{\rm m}$. Поскольку $B_2 = B_1 + B_{\rm m}$, то из формул (26) и (36) находим выражение для B_1 :

$$B_{1} = \left[4Y_{0}^{2} \left(K_{2}^{2}/T_{2}^{2} - K_{1}^{2}/T_{1}^{2}\right) + G_{1}^{2} - G_{2}^{2} - B_{m}^{2}\right]/2B_{m},$$
(4)

где G₁ и G₂ определяются из выражений (2a) и (3a).

Видно, что в результате измерения на частоте f двух пар значений модулей коэффициентов отражения и передачи удается исключить неопределенность знака реактивной составляющей проводимости (сопротивления) двухполюсника. Процесс измерения может быть автоматизирован, если для подключения шлейфа использовать p - i - n-диод.

Полная проводимость $Y_1 = G_1 + jB_1$ пересчитывается в плоскость включения двухполюсника с помощью выражения:

$$Y = G + jB = Y_0[(Y_1 - jY_0 tg\theta)/(Y_0 - jY_1 tg\theta)],$$
(5)

где Y_0 и $\theta = 2\pi f l_0 / v$ - волновая проводимость (в общем случае не равная Y_0) и электрическая длина отрезка линии l_0 , соединяющей двухполюсник и центральный проводник; v - скорость распространения волны в линии.

Метод позволяет определить величины активной и реактивной составляющих входной проводимости диода, не прибегая к измерениям фазы сигнала. Точность метода зависит от точности моделирования *T*-образного сочленения микрополосковых линий и разомкнутого конца линии. В полосе частот 30 % реактивные элементы *T*-образного сочленения можно компенсировать изменением положения референсной плоскости [4,5]. Важно отметить, что предложенный метод может быть использован для измерения входной и выходной проводимостей транзисторов при известной нагрузке на выходе и входе транзистора соответственно.

4. ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ *S*-ПАРАМЕТРОВ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

В СВЧ широкое распространение получили *S*-матрицы или матрицы рассеяния, связывающие падающие $(a_1 \ u \ a_2)$ и отраженные $(b_1 \ u \ b_2)$ волны на входе и выходе четырехполюсника соответственно [8]:

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2,$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2.$$
(6)

Поскольку в общем виде четырехполюсник на CBЧ, в отличие от двухполюсника, описывается не одним, а четырьмя комплексными параметрами, то и схема для определения этих параметров значительно сложнее и требуется большего числа измерений.

На рис.2 изображена принципиальная схема измерений *S*-параметров четырехполюсника. В схему попеременно включаются эталонные нагрузки (проводимости) и проводимость обратной связи, охватывающей четырехполюсник. В основе метода определения *S*-параметров [7], исполь-





зующего только измерения модулей коэффициентов отражения и передачи, лежат те же принципы, которые были рассмотрены в предыдущем разделе.

Обозначим через y_i нормированные проводимости эталонных нагрузок, включенных на выходе исследуемого четырехполюсника (в качестве нормировки взята проводимость Y_0). В частности, для нагрузок в виде микрополосковых шлейфов с волновым сопротивлением Y_0 в зависимости от положения ключей k_i проводимости y_i могут принимать несколько значений.

При k_0 разомкнутом:

 $y_1 = y_0 = 1$ (ключ k_1 замкнут, ключи k_2 и k_3 разомкнуты), $y_2 = 1 + j tg(\theta_2)$ (ключи k_1 и k_2 замкнуты, а k_3 разомкнут), $y_3 = 1 + j tg(\theta_3)$ (ключи k_1 и k_3 замкнуты, а k_2 разомкнут), $y_4 = 1 + j tg(\theta_2) + j tg(\theta_3)$ (ключи k_1, k_2 и k_3 замкнуты) и т.д.

Полная нормированная проводимость на входе четырехполюсника Y_{ik} определяется по измеренным модулям коэффициентов отражения K_{ik} и передачи T_{ik} в соответствии с методом, описанным в предыдущем разделе. Здесь i = 1, 2, 3..., a k = 0, если ключ k_0 разомкнут и обратная связь отсутствует, и k = 1, если ключ k_0 замкнут и транзистор охвачен обратной связью. Проводимость Y_{ik} связана с нормированной матрицей проводимости исследуемого четырехполюсни-ка [y] и проводимостями нагрузок y_i соотношениями:

- в схеме без обратной связи

$$Y_{i0} = y_{11} - y_{12} y_{21} / (y_{22} - y_i);$$
⁽⁷⁾

- в схеме с обратной связью

$$Y_{i1} = y_{11} - y_{oc} - (y_{12} + y_{oc})(y_{21} + y_{oc})/(y_{22} - y_{oc} + y_{i}).$$
(8)

Измеряя на частоте f модули коэффициентов отражения K_{ik} и передачи T_{ik} по крайней мере для шести вариантов схем (k = 0, 1; i = 1, 2, 3) и проведя расчеты по формулам (1-5), получим значения полной проводимости Y_{ik} на этой частоте. Подставляя эти значения в выражения (7) и (8) и решая полученную систему уравнений, определим комплексные значения элементов матрицы проводимости четырехполюсника на этой частоте:

$$y_{11} = -Q_1/Q;$$

$$y_{22} = -Q_2/Q;$$

$$y_{12}y_{21} = Q_1Q_2/Q^2 - Q_1y_1/Q + Y_{10}Q_2/Q - Y_{10}y_1;$$

$$y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} = [Q_3(y_2 - Y_{21}) - y_1 - Y_{11}]/(1 - Q_3);$$

$$Q_1 = Y_{10}Y_{20}(y_1 - y_2) + Y_{20}Y_{30}(y_2 - y_3) + Y_{30}Y_{10}(y_3 - y_1);$$

$$Q_2 = y_1Y_{10}(y_2 - y_3) + y_2Y_{20}(y_3 - y_1) + y_3Y_{30}(y_1 - y_2);$$

$$Q_3 = [(y_1 + y_{22})(y_{11} - Y_{11}) - y_{12}y_{12}]/[(y_2 + y_{22})(y_{11} - Y_{21}) - y_{12}y_{12}];$$

$$Q = Y_{30}(y_1 - y_2) + Y_{20}(y_3 - y_1) + Y_{10}(y_2 - y_3).$$

(9)

Найденные нормированные величины *у*-параметров четырехполюсника пересчитываются в *S*-параметры по известным формулам [8]. Повторяя описанную последовательность измерений и расчетов для других значений частоты, получим *S*-параметры в полосе частот.

Отметим, что окончательные выражения для *у*-параметров (9) не содержат y_{oc} , поэтому при измерении *S*-параметров с помощью предлагаемого метода отсутствует необходимость в точном задании величины y_{oc} . При использовании в качестве ключей p - i - n-диодов, характеристики которых отличаются от характеристик идеальных ключей, уравнения (9) усложняются, но они могут быть решены с помощью ЭВМ. В то же время p - i - n-диоды могут позволить автоматизировать процедуру измерения *S*-параметров.

Таким образом, в работе предложены и теоретически обоснованы методы определения СВЧхарактеристик двух- и четырехполюсников, основанные на измерении нескольких значений модулей коэффициентов отражения и передачи. Предлагаемые методы удобно использовать при разработке пассивных и активных устройств СВЧ, поскольку измерения могут быть проведены с помощью легкодоступных и дешевых панорамных измерителей КСВН и ослабления.

5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

В предыдущих разделах приведено теоретическое обоснование трех методов измерения частотных характеристик двухполюсников и четырехполюсников. В настоящем разделе описаны разработанная топология и конструкция измерительных устройств в гибридном интегральном исполнении. Для проведения измерений СВЧ-характеристик полупроводниковых приборов с помощью первого и второго методов была разработана микрополосковая измерительная схема, выполненная на поликоровой подложке толщиной h = 0,5 мм (рис.3). Схема содержит



Рис. 3. Топология устройства

T-образное сочленение центрального проводника и шлейфа длиной l_i с одинаковым волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом. Для развязки центрального проводника и измеряемого транзистора по постоянному току в отрезке микрополосковой линии (МПЛ) выполнен разрез шириной 0,05W, где W – ширина отрезка, поверх которого припаивается сосредоточенный конденсатор емкостью C = 20 пФ. Исследуемый транзистор включается в схеме с общим истоком, причем два контакта истока транзистора припаиваются к контактным площадкам, имеющим надежный контакт с проводящей (заземленной) поверхностью на обратной стороне схемы. Этот контакт реализуется с помощью металлических стержней, вставленных в сквозные отверстия в диэлектрической подложке диаметром 0,2...0,3 мм. При измерении входного сопротивления транзистора вывод затвора транзистора припаивается к отрезку МПЛ, а вывод стока - к нагрузке с согласованным сопротивлением.

При измерении выходного сопротивления выводы транзистора меняют местами. Нагрузка реализуется с помощью плоской спирали (ширина витка и расстояние между витками – 0,1*h*), соединенной с коротким 50-омным отрезком линии. Подача на транзистор напряжений питания производится с помощью фильтров низкой частоты (ФНЧ), выполненных в виде тонких индуктивных проводников шириной 0,1*h* и емкостных площадок в виде секторов круга радиусом 3*h*. ФНЧ соединены с контактными площадками. В схеме предусмотрена возможность подключения к центральному проводнику дополнительного шлейфа длиной 4*h*, расположенного на расстоянии 3*h* от центрального проводника. При необходимости контакт осуществляется с помощью легкоплавкой фольги. Подобную конструкцию имеет и схема для измерения *S*-параметров. При использовании p - i - n-диодов питание на диоды подается со специальных контактных площадок. В схеме обеспечена развязка измеряемого транзистора по постоянному току. Напряжение на транзистор подается с контактных площадок. В ГИС (рис. 3) измерялись входная и выходная проводимости полевых транзисторов.

Как уже отмечалось, наиболее полная информация о транзисторе содержится в зависимости его *S*-параметров от частоты. Однако в ряде случаев для определения величины элементов эквивалентной схемы транзистора и проведения проектирования усилителей могут быть использованы зависимости от частоты полного входного и выходного сопротивлений ПТШ. При этом второй выход (вход) нагружен на стандартную нагрузку $Z_0 = 50$ Ом.

В работе проведено измерение СВЧ-характеристик корпусированного ПТШ 3П608А-2 в диапазоне частот 14,5...15,5 ГГц. Выбор диапазона рабочих частот определялся необходимостью последующего проектирования усилителя в этом диапазоне. На рис.4, 5 приведены полученные с помощью панорамного измерителя Р2-67 зависимости квадратов модулей коэффициентов отражения *K* и передачи *T* на входе (рис.4,*a*) и выходе (рис.5,*a*) транзистора, а на рис. 4,*б* и рис.5,*б* – рассчитанные по описанной методике значения активной *R* и реактивной *X* составляющих полных сопротивлений. Длина отрезка микрополосковой линии, соединяющей центральный проводник и место подключения транзистора, составляла $l_0 = 2$ мм. Длина дополнительного микрополосного шлейфа $l_{\rm m} = 2,5$ мм. Схема выполнялась на поликоровой подложке ($\varepsilon = 9,6$) толщиной h = 0,5 мм. Подключение дополнительного шлейфа проводилось с помощью легкоплавкой фольги, которая при необходимости может быть легко удалена с подложки. Характеристики измерялись при подаче на затвор транзистора напряжения $E_3 = -2$ В и на сток – $E_c = 4$ В. При этом рабочий ток стока не превышал 60 мА.



Рис. 4. Результаты измерений входного сопротивления транзистора 3П608А-2



Рис. 5. Результаты измерений выходного сопротивления транзистора 3П608А-2

Рассчитанные зависимости $X_{\text{вх}}(f)$ и $X_{\text{вых}}(f)$ имеют емкостной характер, что свидетельствует о больших величинах емкостей транзистора и сравнительно малых значениях индуктивностей выводов. Максимальная величина $R_{\text{вх}}$ в исследуемом диапазоне частот не превышала 10 Ом. Из рис.5, *б* видно, что выходное реактивное сопротивление имеет резонанс на границе рабочего диапазона. Максимальное значение активного сопротивления на частоте резонанса равно 20 Ом. Представленный тип транзистора относится к группе маломощных. Полученные час-

тотные зависимости полных сопротивлений подтверждаются работами других авторов. Для рабочих значений питающих напряжений были также измерены СВЧ-характеристики и рассчитаны зависимости от частот выходного сопротивления транзистора 3П603А.

6. ВЫВОДЫ

1. Предложен и теоретически обоснован подход к определению комплексных параметров приборов и устройств СВЧ, основанный на измерении только их амплитудных СВЧ-характеристик.

2. Преимущество метода измерения импедансных характеристик перед аналогичными заключается в определении не только абсолютной величины, но и знака реактивной составляющей сопротивления двухполюсника и достигается тем, что в измерительную схему вводится дополнительный шлейф определенной длины.

3. Обоснован метод определения малосигнальных *S*-параметров четырехполосника на CBЧ, основанный на измерении только амплитудных CBЧ-характеристик устройства. Предложенный метод сравнительно прост, а используемая при этом измерительная схема существенно дешевле, чем известная измерительная аппаратура.

4. Разработана микрополосковая конструкция измерительного устройства, предназначенного для определения СВЧ-характеристик полевых транзисторов с барьером Шотки.

5. Проведены измерения и расчеты в различных диапазонах частот (до 18 ГГц) входных и выходных полных сопротивлений для ряда отечественных транзисторов типа 3П603, 3П604, 3П608, для которых были измерены частотные зависимости модулей коэффициентов отражения и передачи. В качестве примера приведены результаты исследования ПТШ 3П608А-2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Измерение *S*-параметров на СВЧ: Обзоры по электронной технике. Сер.1, Электроника СВЧ / *В.И. Власов, В.В. Карамзина, В.И. Козликова.* – М.: ЦНИИ «Электроника». – 1987. – Вып. 11. – С. 81.

2. Пат. 2210082 РФ. Устройство для определения импеданса двухполюсника на СВЧ / А.К. Балыко, В.А. Мальцев, Ю.Б. Рудый. Приоритет 09.08.01.

3. *Рапопорт Г.Н., Равва Д.П., Загороднюк А.М.* Измерение иммитанса активных и пассивных двухполюсников // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. – 1973. – Вып.11. – С. 96-98.

4. *Пчелин В.А., Балыко А.К.* Расчет и экспериментальное исследование микрополосковых усилителей на ЛПД // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. – 1979. – Вып.12. – С. 70-72.

5. Балыко А.К., Пчелин В.А., Пругер А.А. Проектирование транзисторных усилителей СВЧ нетрадиционным методом // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. – 1992. – Вып.7. – С. 17-22.

6. Пат. 2.088.946 РФ. Устройство для измерения импеданса двухполюсника на СВЧ / А.К. Балыко, О.Л. Калинина, В.А. Пчелин и др. Приоритет 24.07.92.

7. Теоретическое обоснование метода измерения *S*-параметров четырехполюсников на СВЧ / *А.К. Балыко*, *Н.А. Гусельников*, *В.А. Пчелин* и др. // Электронная техника. Сер.1, СВЧ-техника. – 1997. – Вып. 1. – С. 36-39.

8. Фельдитейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. – М.: Связь, 1971.

Статья поступила 24 ноября 2006 г.

применение электронных приборов

УДК 621.396.966.9

ФЕРРИТОВЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ И МИКРОПОЛОСКОВЫЕ СВЧ-ПРИБОРЫ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМИ ТРЕБОВАНИЯМИ

Н. Д. Урсуляк, М. Г. Семёнов, В. А. Василевский, А. В. Мясников, А. В. Яркин

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Рассмотрены конструктивно-технологические проблемы создания ферритовых волноводных и микрополосковых циркуляторов и вентилей низкого и высокого уровней мощности, удовлетворяющих дополнительным требованиям. Описаны конкретные требования и методы их реализации в конструкциях циркуляторов и вентилей в диапазоне частот 3...37,5 ГГц.

Design and technological problems of creating ferrite waveguide and microstrip circulators and isolators of low and high power levels meeting additional requirements have been considered. Some special requirements and methods of their realization in circulators and isolators designs have been described within 3...37.5 GHz.

1. В В Е Д Е Н И Е

Существующие невзаимные ферритовые приборы по комплексу параметров в основном удовлетворяют требованиям СВЧ-аппаратуры [1,2]. Однако за последние несколько лет наблюдается тенденция как повышения требований к типовым параметрам, характеристикам, режимам эксплуатации микрополосковых ферритовых развязывающих (МФРП) и волноводных ферритовых развязывающих (ВФРП) приборов, так и появления дополнительных требований на параметры этих приборов внесистемного характера, а также на наличие дополнительных функций. В табл. 1 приведён перечень разработанных за последние годы во ФГУП «НПП «Исток» МФРП и ВФРП и набор дополнительных требований к ним, который был реализован при разработке и модернизации этих приборов.

Таблица 1

Ферритовые волноводные и микрополосковые приборы, разработанные с учетом дополнительных требований

Тип прибора	Дополнительные требования					
Волноводные циркуляторы и вентили						
ФВЦ-14-1М	Нестандартное входное сечение, режим эксплуатации по входной мощности при естественном охлаждении					

Окончание

Тип прибора	Дополнительные требования				
ФВЦН-9					
ФВЦН-9-1	Duamana maganawa w KCDU a nagaway www.				
ФВЦН-9-2	Внеполосное треоование к КСВН в рабочем интервале температу -40 - +75 ⁰ C				
ФВЦВ-9-1					
ФВЦВ-9-2					
ФВЦВ1-13					
ФВДН1-1А	Дополнительная функция				
	Микрополосковые вентили				
MMB-14-16	Неидентичность ухода фазы				
МПВ-16-3	Миниатюрность, широкополосность, внеполосные требования к обратным потерям и КСВН				
ФПВВ2-1	Режим эксплуатации при высоком уровне мощности				

2. ВОЛНОВОДНЫЕ ФРП

Разработан ферритовый волноводный циркулятор ФВЦ-14-1М высокого уровня мощности с нестандартным сечением волноводного канала (2х13 мм²), параметры и режимы эксплуатации которого приведены в табл. 2 (Δf_p – рабочая полоса частот; α_{np} – прямые потери; α_{pa3} – развязка; $\tau_{во3}$ – время воздействия, соответствующее значению $P_{вх. им}$; Q – скважность; ΔT_p – интервал рабочих температур; K_{erU}^{ah} – КСВН антенны).

Таблица 2

Тип прибора	$\Delta f_{\rm p},$ ГГц	α _{пр} , дБ	α _{раз} , дБ	$K_{ ext{ct}U}$	Р. при 1	_{вх. им} , В t _{воз} , с (от, Q=3)	$\Delta T_{\rm p}, {}^{0}{\rm C}$	$K^{^{\mathrm{ah}}}_{_{\mathrm{cr}U}}$
					10	20	15		
ФВЦ-14-1М	14,1-14,55	<0,4	>20	<1,2	600	390	220	-60 - +80	1,45

Волноводный ферритовый циркулятор высокого уровня мощности

Экспериментальный анализ показал, что требование малых прямых потерь циркулятора при режиме эксплуатации по входной импульсной СВЧ-мощности 600 Вт (с запасом по электропрочности не менее 10%), зауженности поперечного сечения волновода и естественном охлаждении не может быть удовлетворено, если в качестве рабочего тела использовать ферритовые материалы известных марок (из-за наличия нелинейных явлений, ответственных за рост α_{nn}). Для решения этой проблемы был разработан ферритовый материал ЛТ-320К, обладающий высоким значением намагниченности насыщения (320 кА/м), низким значением температурного коэффициента намагниченности насыщения (не более 0,1 %/⁰C), высоким значением ширины резонанса спиновых волн (18 Э) и низкими потерями на высоком уровне мощности [3].

Испытания показали, что измеренные электрические параметры циркулятора ФВЦ-14-1М на низком и высоком уровнях мощности практически совпадают.

Следующую группу волноводных циркуляторов низкого и высокого уровней мощности (табл. 3) отличает значение их КСВН в расширенном диапазоне частот K_{crU}^{pac} . Хотя рабочая полоса частот приборов относительная узкая (5...7 %), требование, чтобы КСВН не превышал 1,5, распространяется на расширенный диапазон частот ($\Delta f_{pac} = 20...26$ %), что существенно усложняет проектирование, изготовление, сборку и настройку циркуляторов.

Таблица 3

Тип	$\Delta f_{\rm p},$	α _{пp} ,	α _{обр} ,	$K_{\mathrm{cr}U}$	$\Delta f_{pac},$ ГГц	$K_{-\mu}^{\mathrm{pac}}$	$P_{\rm bx.um}$,	$P_{\text{bx.cp}},$
прибора	ГГц	дБ	дБ			eru	кВт	Вт
ФВЦН-9	9,1-9,8	0,3	20	1,22	8,7-9,1; 9,8-11,9	1,5	0,25	55
ФВЦН-9-1	8,65-9,2	0,3	20	1,25	9,2-11,9	1,5	0,75	150
ФВЦН-9-2	9,2-9,7	0,3	20	1,25	9,7-11,9	1,5	0,75	150
ФВЦВ-9-1	8,65-9,2	0,3	20	1,25	9,2-11,9	1,5	6,5	1300
ФВЦВ-9-2	9,2-9,7	0,3	20	1,25	9,7-11,9	1,5	6,5	1300
ФВЦВ1-13	33-35	0,4	20	1,25	30,5-37,5	1,5	0,5	50

Волноводные циркуляторы для комплексированных изделий

Решение задачи осуществлялось по нескольким направлениям:

- корректировка базовых конструкций циркуляторов, вплоть до введения нескольких групп подстроечных элементов с установкой их методом пайки или склеивания;

- разработка термостабильной магнитной системы;

- существенная корректировка технологии изготовления, сборки и настройки.

Реализацией требования к наличию у прибора дополнительной функции является комбинированный волноводный прибор 8-мм диапазона длин волн ФВДН1-1А (табл. 4), предназначенный для комплектации приёмно-передающего модуля измерителя скорости вагонов «РИС-ВЗМ» и датчика уровня «РДУ-Х2», функциональная схема которого представлена на рис. 1.



Рис. 1. Функциональная схема прибора: *1* - вентиль; *2* - циркулятор; *3* - рассогласователь

Кроме типовых функций прибора: распределение СВЧ-сигналов от генератора к антенне и от антенны к смесителю, развязка генератора от антенны α_{pa3}^{21} и от смесителя α_{pa3}^{31} , он должен формировать опорный СВЧ-сигнал P_{ou} для смесителя.

Таблица 4

Тип прибора	$\Delta f_{\rm p}$, $\Gamma \Gamma_{\rm H}$	α_{np} , ¹²	α _{пp} , ²³	α_{pa3} , ²¹	α_{pa3} , ³¹	$K_{\mathrm{cr}U}^{1}$	$K_{\mathrm{ct}U}^{}^{}^{\mathrm{ah}}$	<i>Р</i> оп,
1 1	<i>J</i> P ³	дБ	дБ	дБ	дБ			дБ
ФВДН1-1А	35-37,5	≤ 0,8	≤ 0,5	≥ 38	≥ 20	≤ 1,25	≤ 1,5	15-20

Волноводный комбинированный прибор 8-мм диапазона с дополнительной функцией

Оригинальным в конструкции является не только формирование *P*_{оп} с помощью рассогласователя на выходе циркулятора, но и формирование сигнала с заданной частотной зависимостью в рабочем интервале температур -50...+70 °C (для данного случая в противофазе с частотной зависимостью СВЧ-сигнала генератора в этом интервале температур).

Возможность формирования P_{on} с заданной зависимостью была установлена путём экспериментального исследования различных вариантов конструктивного решения этой задачи. Частотные зависимости P_{on} в рабочем интервале температур для изделий «РИС-ВЗМ» и «РДУ-Х2» представлены на рис. 2.



Рис. 2. Частотные зависимости величины опорного сигнала ФВДН1-1А в рабочем интервале температур -50...+70 °С

3. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ФРП

В процессе разработки микрополоскового вентиля ММВ-14-16 (табл. 5) было реализовано дополнительное требование на параметр неидентичность ухода фазы Дц для комплекта вентилей (3 шт.) в рабочем интервале температур -60...+85 °С и рабочем диапазоне частот. Значение Дц определялось по максимальной разности ухода фазы Дц = $u_i - u_k$ трёх приборов в рабочем интервале температур на фиксированных частотах рабочего диапазона вентиля, где u_i , u_k – уходы фазы вентилей из комплекта, $i \neq k = 1,2,3$.

Таблица 5

Тип прибора	$\Delta f_{\rm p}$, ГГц	α _{пр} , дБ	α _{обр} , дБ	$K_{ ext{ct}U}$	$\Delta T_{\rm p}$, ⁰ C	Δφ, град
MMB-14-16	14-14,5	0,4	20	1,35	-60 - +85	< 5

Микрополосковый ферритовый вентиль для развязки входов малошумящих усилителей с идентичными параметрами каналов

Испытания показали, что неидентичность ухода фазы для комплекта вентилей MMB-14-16 не превышает ±1,7 град (табл. 6). Это достигается за счет выполнения дополнительных требований к процессу их изготовления:

 – платы комплекта вентилей должны изготавливаться из одной и той же партии ферритового материала;

– необходима предварительная отбраковка заготовок ферритового материала по диэлектрической проницаемости є и намагниченности насыщения M_s : $\Delta \varepsilon < 0.8\%$; $\Delta M_s < 2\%$.

Таблица 6

Номер образца	φ _i , град, при рабочей частоте, ГГц				
	14,05	14,25	14,45		
1	18,4	18,7	18,1		
2	17,3	17,5	18,1		
3	16,8	17	17.5		

Результаты измерений разности фаз ц, в рабочем интервале температур

Кроме того, предъявляется дополнительное требование к монтажу вентиля в изделие: вентиль должен устанавливаться в изделие методом пайки на общее для всех элементов основание из магнитного материала (ковара), сохраняя значения электрических параметров после настройки.

Эта задача решалась путём разработки технологии сборки и настройки вентиля, отличной от типовой.

Разработка технологии осуществлялась методом сопоставления измеренных электрических параметров вентилей, собранных и настроенных в различных вариантах:

- пайка платы вентиля на субподложку из ковара, сборка, настройка, измерение;

 – сборка вентиля без субподложки; настройка (без пайки) на аналоге основания из ковара, измерение, затем пайка вентиля на субподложку, измерение.

Набором статистических данных были установлены:

– параметры магнитной системы, её положение на плате вентиля, допустимые отклонения;

- предварительные (в процессе сборки и настройки) значения электрических параметров (α_{np} , $\alpha_{oбp}$, $K_{crU \, \text{вх/вых}}$) и их конечные значения при монтаже в изделие, допустимые отклонения параметров в процессе изготовления вентиля.

В результате реализации совокупности дополнительных требований к характеристикам и параметрам микрополосковых приборов был разработан вентиль МПВ-16-3, параметры и режимы которого приведены в табл. 7.

Таблица 7

Широкополосный	миниатюрный	микрополосковый
феј	оритовый венті	ИЛЬ

Тип прибора	$\Delta f_{\rm p},$ ГГц	α _{пр} , дБ	α _{обр} , дБ	$K_{ ext{ct}U}$	$\Delta f_{\rm внп},$ ГГц	α _{обр} , дБ	$K_{_{\mathrm{cr}U}}^{_{\mathrm{BHII}}}$	$\Delta T_{\rm p}, {}^{0}{\rm C}$
МПВ-16-3	13,5-17,75 (~27%)	≤ 0,6	≥ 20	<1,3	17,75-21,75	>10	<2,5	-60 - +80

Сочетание широкополосности (25%) и миниатюрности при разработке вентиля такого типа приходит в противоречие.

Типовая рабочая полоса частот микрополосковых вентилей на базе *Y*-циркуляторов составляет 10...15 %, требуемая – 25%. Конструктивно в принципе эту задачу можно решить с помощью внешних согласующих цепей (например, одно- или двухступенчатых трансформаторов), что значительно увеличивает размеры вентилей и исключает их миниатюрность. Второй путь – применение при изготовлении платы вентиля ферритового материала с высоким значением намагниченности насыщения.

На базе разработанного термостабильного ферритового материала с высоким значением намагниченности насыщения и малыми потерями [4] была разработана конструкция вентиля МПВ-16-3 и проведена корректировка технологий изготовления, сборки и настройки. Это позволило удовлетворить требования не только к миниатюрности и широкополосности, но и к КСВН, и обратным потерям α_{ofp} вне рабочей полосы (суммарная Дf = 45 %).

4. МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФЕРРИТОВЫЙ ВЕНТИЛЬ ВЫСОКОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ

В последнее десятилетие интерес к МФРП повышенного и высокого уровня мощности вызван появлением на мировом рынке транзисторов, позволяющих создавать СВЧ-усилители на ГИС с выходной импульсной мощностью до 100 Вт и выше и средней выходной мощностью от нескольких ватт до десятков ватт [5,6].

В настоящее время интерес к МФРП высокого уровня мощности практически во всём СВЧ-диапазоне проявляется в связи с разработкой и созданием СВЧ-модулей высокого уровня мощности для бортовой аппаратуры [7,8]. В такой аппаратуре жёсткие требования к массогабаритным характеристикам комплектующих могут быть удовлетворены (в части развязывающих приборов) за счет использования МФРП высокого уровня мощности дорезонансного типа.

Вентиль высокого уровня мощности дорезонансного типа ФПВВ2-1 в диапазоне частот 3,0...3,3 ГГц был разработан впервые в России во ФГУП «НПП «Исток» для комплектации бортовой аппаратуры. Требования к параметрам и режимам эксплуатации ФПВВ2-1 приведены в табл. 8.

Таблица 8

Тип	$\Delta f_{\rm p},$	α _{пр} ,	α _{обр} ,	Р _{пр.вх} ,	Р _{обр.вх} ,	Q
прибора	ГГц	дБ	дБ	Вт	Вт	
ФПВВ2-1	3,1 - 3,3	< 0,5	> 20	>130	>130	10

Микрополосковый ферритовый вентиль высокого уровня СВЧ-мощности

Особенностью режима эксплуатации такого вентиля является равенство прямой входной импульсной $P_{\text{пр.вх}}$ и обратной входной импульсной $P_{\text{обр.вх}}$ СВЧ-мощностей, т.е. вентиль должен работать в режиме КЗ или XX в течение всего срока службы при максимальной температуре теплоотводящей поверхности корпуса изделия приблизительно 70 °C. Обычно при этом устанавливается также требование к КСВН нагрузки на выходе вентиля: $K_{\rm erU}^{\rm Har} \approx 2$.

В процессе разработки вентиля ФПВВ2-1 был проведён экспериментальный анализ известных марок ферритов на предмет отсутствия нелинейных явлений, ответственных за рост прямых потерь в циркуляторе в зависимости от величины входной импульсной мощности. Анализ результатов наших измерений в диапазоне частот 3,0...3,3 ГГц и других авторов показал необходимость разработки ферритового материала.

Зависимости α_{np} циркуляторов от $P_{\text{вх.им}}$ для различных марок ферритов, в том числе для разработанного в ФГУП «НПП «Исток» (кривая 4), представлены на рис. 3. Разработанный ферритовый материал позволяет создавать вентили с входной импульсной мощностью не менее 180 Вт без увеличения прямых потерь.



Рис. 3. Зависимость α_{пр}циркулятора от *P*_{вх.нм} для различных марок ферритов (*Q* = 100): *1* - 40СЧ2; *2* - 40СЧ4; *3* - 10СЧ6; *4* - ФГМ-64-1; --- - на частоте 7,1 ГГц; — - на частоте 3,1 ГГц

Кроме того, в процессе разработки вентиля были оценены допустимые значения прямой входной средней $P_{\text{пр.вх}}^{\text{ср}}$ и обратной входной средней $P_{\text{обр.вх}}^{\text{ср}}$ мощностей. Они определялись путём сравнения измеренного $\mathcal{A}T_{\mu}$ перепада температуры по толщине плат циркулятора и нагрузки из-за поглощения и допустимого $\mathcal{A}T_{\mu}$ из расчёта при условии, что платы установлены на теплоотводящую поверхность.

Оценка $ДT_{_{\rm д}}$ показывает, что для разработанного феррита он составил приблизительно 32 °C, а для поликора – 49 °C (плата нагрузки вентиля) с коэффициентом запаса 2. Измеренное значение $ДT_{_{\rm H}}$ для платы циркулятора составило приблизительно 2 °C, а для платы нагрузки – 9 °C при $P_{_{\rm пр, oбр. BX}}$ ср ≈ 12 Вт.

Сравнительный анализ величин Д T_{μ} и Д T_{μ} указывает на то, что в диапазоне 3,0...3,5 ГГц могут быть созданы циркулятор с $P_{\text{пр.вх}}^{\text{ср}} \approx 100 \text{ Вт и вентиль с } P_{\text{обр.вх}}^{\text{ср}} \approx 25 \text{ Вт на базе платы нагрузки из поликора.}$

Повышение допустимой величины $P_{ofp.bx}^{cp}$ для вентиля может быть достигнуто за счёт использования нитрида алюминия в качестве платы нагрузки. Также была показана воз-

можность создания нагрузки на подложках из NA1 методами тонкоплёночной технологии. Измерения показали, что при $P_{ofp,Bx}^{cp} \approx 12 \text{ Bt } \mathcal{I}T_{\mu} \approx 2 \, {}^{0}\text{C}$.

Этот факт с учётом величины коэффициента теплопроводности NAl (100...120 Вт/(м·К)) указывает на возможность реализовать вентиль с допустимой $P_{\text{обр.вх}}^{\text{ср}} \approx 100$ Вт.

Анализируя опыт разработок приборов, описанных выше, можно сделать заключение, что на основе базовых конструкций и технологий изготовления МФРП и ВФРП, путём их корректировок, в том числе разработок новых ферритовых материалов, может быть реализована целая гамма СВЧ-приборов с дополнительными требованиями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ферритовые приборы // СВЧ-электроника: Буклет. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток», 2003.

2. Газовые разрядники и СВЧ приборы: Каталог. – Санкт-Петербург: Балтэлектронкомплект. – 2005. – С. 13-25. – www.bec.spb.ru.

3. Пат. № 2257629 РФ. Ферритовый материал / Т.М. Корчак, Н.Д. Урсуляк, Н.Е. Деркач, А.Н. Королёв. Приоритет 01.03.04.

4. Пат. № 2247436 РФ. Ферритовый материал / Т.М. Корчак, А.В. Азизов, А.В. Белицкий, Н.Д. Урсуляк. Приоритет 15.02.88.

5. Microwaves SRF. - 1993. - Vol. 32, № 3. - P. 180.

6. IEEE Transactions on Microwave Theoryanol Techniques. - 1997. - Vol. 45, № 12, part. 2 - P. 2224.

7. Microwave Enqineering Europc. - 1997. - Decenber/Janqary. - P.15.

8. STZ Technik Actucll. - 1998. - Vol. 95, № 12. - S. 54.

Статья поступила 24 января 2007 г.

МЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 577

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В БИОХИМИЧЕСКОМ ЭКСПЕРИМЕНТЕ ЯВЛЕНИЯ МЕЖФАЗНОЙ КОНВЕКЦИИ В ВОДНЫХ РАСТВОРАХ ПРИ ПОГЛОЩЕНИИ КВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ

В. Е. Андреев, И. Г. Полников, К. Д. Казаринов

ФИРЭ РАН, г. Фрязино

Представлены экспериментальные результаты изучения межфазной конвекции в водных растворах под действием КВЧ-облучения и предложена методика использования данного вида гидродинамической неустойчивости при проведении биохимического эксперимента.

The experimental results of studying interphase convection in aqueous solutions at EHF radiation are presented and the method of using this type of hydrodynamic instability is suggested at the conduction of biochemical experiment.

В работе [1] рассмотрено поглощение КВЧ-излучения в водных растворах без ограничения на их толщину и продемонстрирована возможность появления гидродинамической неустойчивости в виде термогравитационной конвекции.

В настоящей работе в экспериментах используются довольно тонкие слои воды (не более 2,0 мм), которые характерны для условий биохимических опытов в чашках Петри.

Гидродинамическая неустойчивость в данных условиях имеет существенно иной характер, т.к. при этом доминирующее влияние оказывает термокапиллярный эффект (межфазная конвекция) [2]. Высокое поглощение воды и, следовательно, малая глубина проникновения КВЧизлучения являются причиной того, что вся падающая мощность поглощается в тонком слое, т.е. в воде появляются градиенты температуры. На рис.1 (негатив) хорошо видно, как более темный слой, температура которого повышена в результате поглощения КВЧ-излучения, начинает растягиваться по поверхности, вовлекая жидкость в движение по всей кювете. Снимки сделаны один за другим через одну минуту. Это позволило выявить нестационарность процесса: точка касания светлым слоем мениска жидкости за это время заметно переместилась, что указывает на изменившееся распределение температуры и течений.

В экспериментах наблюдались чаще всего нестационарные (а иногда и колебательные) течения даже при небольших уровнях плотности падающей мощности (5...10 мВт/см²). На рис. 2 (негатив) представлены типичные нестационарные течения, которые возникают под мениском жидкости и либо доходят до стенки и там пропадают, либо растягиваются по поверхности. Однако, по-видимому, не имеет принципиального значения то, как ведется облучение: сверху, снизу или сбоку.



Рис. 1. Межфазная конвекция воды при КВЧ-облучении (показано белыми стрелками) через боковую стенку кюветы: длина волны - 8 мм; интенсивность облучения - 1...2 мВт/см²



Рис. 2. Типичные нестационарные течения, которые возникают под мениском жидкости. Толщина жидкости - 2 мм, облучение велось снизу

Появление градиента температур в конечном счете вызывает градиент поверхностного натяжения и, следовательно, движение жидкости в поверхностном слое.

Фотографии, представленные выше, были сделаны с помощью метода фазового контраста [3]. Параллельный пучок света от гелий-неонового лазера, формируемый системой линз, модулируется по фазе в исследуемой кювете с водой. Величина фазовой модуляции определяется изменением коэффициента преломления в водной среде при КВЧ-облучении объекта. Преобразование фазовой модуляции светового поля в модуляцию интенсивности, которое осуществляется с помощью полуволновой пластинки, помещенной в фокальной плоскости линзы, позволяет регистрировать изменение коэффициента преломления в изучаемом объекте с помощью фото.

Аналогичные результаты были представлены в экспериментальной работе [4], выполненной в Филадельфийском центре биомедицинской физики и посвященной изучению конвекции в водном растворе толщиной 2 мм под действием КВЧ-излучения при интенсивности излучения, близкой к пороговой. Авторы этой работы наблюдали колебания температуры с периодом в несколько секунд в фиксированной точке объема водного раствора.

Для проверки предположения о возможности образования гидродинамической неустойчивости в водных растворах при КВЧ-облучении данные процессы были изучены с помощью полярографического метода в условиях опыта с тонкими слоями жидкости в чашке Петри.

Схема установки для полярографического измерения концентрации кислорода представлена на рис. 3 (вставка). Платиновая проволока площадью 2 мм² выполняла функцию измерительного электрода. В качестве вспомогательного электрода использовался стандартный хлорсеребряный электрод ЭЛС-01.



Рис. 3. Изменение концентрации кислорода в кювете со средой инкубации липосом в течение времени после предварительного вытеснения его аргоном, регистрируемое полярографическим методом: сплошными стрелками показано начало (\downarrow) и окончание (\uparrow) продувки аргона; пунктирные стрелки показыва-

ют включение (\downarrow) и выключение (\uparrow) мм-облучения; длина волны – 6,5 мм; интенсивность – 0,5 мВт/см²; на вставке – иллюстрация опыта

Платиновый полярографический электрод, погруженный в покоящуюся водную среду, оказался чувствительным к КВЧ-излучению. В ответ на включение КВЧ-генератора ток возрастал [1]. Известно, что механическое перемешивание увеличивает полярографический ток за счет уменьшения толщины диффузионного слоя [5]. Поэтому увеличение полярографического тока при включении КВЧ-излучения в наших опытах можно было объяснить межфазной конвекцией, приводящей к обогащению кислородом приэлектродного слоя воды. К этому следует добавить, что на фоне вынужденной конвекции от механической мешалки, которая сама по себе в несколько раз увеличивает полярографический ток, КВЧ-облучение было неэффективным. Следует отметить, что индуцированная КВЧ-облучением конвекция в водном растворе (в данном случае в условиях плоской кюветы с тонким слоем водного раствора и открытой поверхностью) вызывает ускорение газообмена раствора с воздухом во всей кювете. Вытесняя из раствора кислород продуванием аргона и регистрируя затем с помощью платинового полярографического электрода обратное поступление кислорода в кювету при отсутствии механического перемешивания, удалось установить, что КВЧ-облучение даже при низкой интенсивности (0,5 мВт/см²) почти в два раза ускоряет поступление в кювету кислорода из воздуха (см. рис. 3).

Чтобы понять полученный результат, рассмотрим процесс регистрации Pt-электродом концентрации $\mathrm{O}_{_{2}}.$

Поток вещества *i*-й компоненты через единичную площадь в единицу времени определяется следующим образом:

$$N_i = -D_i \nabla c_i + c_i \vec{v}.$$

Первый член в правой части уравнения определяет диффузионную составляющую ионного транспорта, а второй член – конвективную составляющую.

Если между электродами в водном растворе приложить разность потенциалов, то около Ptэлектрода происходит поляризация и образуется так называемый диффузионный слой. Наша измерительная система регистрирует поток O₂ к Pt-электроду, причем скорость потока определяется толщиной этого слоя и коэффициентом диффузии, который будет постоянным для данных условий.

Поглощение КВЧ-излучения водным раствором может приводить к появлению температурного градиента, а следовательно, и к градиенту плотности, в результате чего при определенных условиях наблюдается нарушение гидродинамической устойчивости несжимаемой жидкости [6].

В работе [6] изучалось влияние мм-волн на скорость накопления продуктов перекисного окисления липидов (ПОЛ) в суспензии липосом, помещенной в чашку Петри. ПОЛ представляет собой цепной свободнорадикальный процесс окисления ненасыщенных жирных кислот, входящих в состав молекул фосфолипидов.

Использовались различные способы инициирования ПОЛ: УФ-облучение, добавление железоаскорбатной смеси, автоокисление, фотоокисление. Скорость ПОЛ регистрировалась с помощью реакций с 2-тиобарбитуровой кислотой (ТБК) и УФ-спектроскопии.

Во всех опытах КВЧ-облучение приводило к ускорению процессов ПОЛ. Типичные результаты, полученные при разных способах инициирования и регистрации ПОЛ, представлены на

рис. 4. Эти данные свидетельствуют о том, что все три способа инициирования ПОЛ достаточно эффективны и что уже через 15 мин протекания железоаскорбатного (*a*) или фотохимического (*б*) окисления концентрация продуктов возрастает в несколько раз. Эффект КВЧ-излучения проявлялся при всех трех способах инициирования ПОЛ, и величина его достигала 20%. Следует обратить внимание на то, что увеличение содержания продуктов ПОЛ в образцах, облучаемых мм-волнами, отчетливо наблюдалось уже при плотностях мощности падающего на объект излучения, не превышающих 1 мВт/см². При ППМ меньше 0,2 мВт/см² ускорения биохимических реакций выявить не удавалось. Необходимо также отметить, что эффект КВЧ-излучения наблюдался при всех исследованных длинах волн (7,1...4,0 мм).



Рис. 4. Влияние КВЧ-излучения на скорость ПОЛ в липосомах при различных условиях эксперимента:

а - в условиях химической активации, суспензия липосом в чашках Петри, ПОЛ инициировано Fe²⁺ - аскорбатной смесью; *б* - в условиях фотохимической активации, суспензия липосом в вертикальной кювете, УФ-инициирование ПОЛ (*1*); суспензия липосом в компараторе, инициирование ПОЛ видимым светом в присутствии метиленового синего (*2*); D_{535} - оптическая плотность липосом, растворенных в этаноле (1:3), при длине волны 535 нм

Как следует из работы [1], отсутствие перемешивания объекта при изучении фотохимических реакций неизбежно приводит к артефактам при аналитических измерениях. В настоящей работе показано, что для конкретных условий биохимического эксперимента, выполненного с использованием сравнительно тонких слоев суспензии липосом в чашках Петри, микроволновое излучение может быть использовано в качестве средства для перемешивания исследуемой жидкости. При облучении светом сверху биохимического объекта и термостатировании его снизу, т. е. когда обе поверхности чашки Петри заняты, облучение мм-волнами позволяет достаточно эффективно перемешивать исследуемую жидкость.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисенко Г.Г., Полников И.Г., Казаринов К.Д. Использование гидродинамической неустойчивости при микроволновом облучении жидких сред в биохимическом эксперименте // Электронная техника. Сер. 1, Электроника СВЧ. – 2007. – № 1(489). – С. 98-106.

2. *Kazarinov K.D., Putvinsky A.V., Malinin V.S.* Interface convection in water as a primary mechanism of extra high frequency irradiation // Electricity and Magnetism in Biology and Medicine: Plenum Publishing Corporation. N.Y., 1998. – P. 569-572.

3. Шишловский А.А. Прикладная физическая оптика. – М.: Физматгиз, 1961. – 822 с.

4. *Khizhnjak E.P., Ziskin C.* Temperature oscillation in liquid media caused by continuous (nonmodulated) millimeter wavelength electromagnetic irradiation // Bioelectromagnetics. – 1996. – Vol. 17. – P. 223-229.

5. Антропов Л.И. Теоретическая электрохимия. – М.: Высшая школа, 1969. – 499 с.

6. *Казаринов К.Д.* Биологические эффекты КВЧ-излучения низкой интенсивности // Итоги науки и техники. Сер. Биофизика. – 1990. – Т.27. – 102 с.

7. Гершуни Г.З., Жуховицкий Е.М. Конвективная устойчивость несжимаемой жидкости. – М.: Наука, 1972. – 393 с.

Статья поступила 30 марта 2007 г.

\equiv новые книги \equiv

ТУРУТА Е.Ф. **Транзисторы. Справочник. Том 2.** - СПб.: Наука и техника, 2006. - 544 с., ил.

Этот двухтомник одновременно выходит и в России, и в Германии. Предлагаемый вниманию читателей справочник охватывает около 54 тыс. типов биполярных, 8 тыс. полевых и более тысячи типов IGBT транзисторов. В нем приведены их основные электрические параметры (Pc, Pd, Uce, Ic, Ft и др.).

Транзисторы расположены в справочнике в алфавитно-цифровом порядке. В приложениях приведены условные рисунки корпусов с соответствующей цоколевкой транзисторов, список фирм-производителей транзисторов, SMD-коды для маркировки транзисторов в миниатюрных (SMD) корпусах, а также список аналогов (замен) транзисторов.

Справочник предназначен для специалистов в области наладки и ремонта бытовой и профессиональной аппаратуры, широкого круга радиолюбителей и радиоинженеров.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.396.62.029.64

УЛУЧШЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕМЕНТОВ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. А. Иовдальский, В. Ф. Федоров, С. В. Григорьев, Т. В. Стренина, А. А. Лисицин, В. Г. Моргунов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Улучшение электрических характеристик элементов приемопередающего модуля СВЧ-диапазона, в частности балансных усилительных каскадов, достигнуто в результате модернизации конструкции внутрисхемных соединений ГИС СВЧ. Замена проволочных соединительных проводников на плоские балочные выводы в составе выводных рамок позволяет за счет уменьшения паразитных параметров соединений увеличить коэффициент усиления на 15,2% и расширить рабочий диапазон частот на 6% в высокочастотную область.

The improvement of electric characteristics of transceiving module elements within microwave range – of balanced amplifying stages in particular - was reached as a result of design modernization of microwave HIC intracircuit connections. The replacement of wire connecting conductors by flat beam leads within lead-frames makes it possible to increase gain by 15.2% and expand the operating frequency range by 6% into high frequency range due to decreasing parasitic parameters of connections.

1. В В Е Д Е Н И Е

Улучшение электрических характеристик радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) СВЧ-диапазона продолжает оставаться насущной проблемой как ее разработчиков, так и потребителей. Поскольку РЭА СВЧ базируется на гибридных интегральных схемах (ГИС) и микросборках (МСБ), то улучшение электрических характеристик РЭА связано, прежде всего, с улучшением их электрических характеристик. Одним из путей улучшения электрических характеристик ГИС И МСБ СВЧ-диапазона является совершенствование их конструкции и технологии. Поиску новых конструкторско-технологических решений ГИС СВЧ уделяется большое внимание и в нашей стране [1], и за рубежом [2].

2. КОНСТРУКТОРСКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

В связи с необходимостью улучшения характеристик приемопередающего модуля СВЧ-диапазона внимание разработчиков привлекла возможность совершенствования конструкции внутрисхемных соединений за счет снижения их паразитной индуктивности. Оригинальным решением является использование выводных рамок плоских балочных выводов толщиной в несколько микрон, выполненных из гальванически осаждаемого золота и служащих для соединения контактных площадок кристаллов полупроводниковых приборов (ПП) с микрополосковыми пленочными элементами топологического рисунка металлизации микрополосковых плат (МПП) ГИС СВЧ [3]. Применение таких рамок позволило улучшить электрические характеристики как отдельных ГИС усилительных каскадов, так и всего модуля усилителя мощности в целом [3]. Этому способствовала и специально разработанная форма балочных выводов, объединяющая однофункциональные контактные площадки в один общий вывод, который не имеет резких перепадов сечения и отличается плавностью изменения конфигурации.

Кристаллы транзисторов имеют обычно несколько плоских балочных выводов, объединенных внешней технологической рамкой, которая является крайне важным элементом. Рамка позволяет, во-первых, располагать внутренние концы балочных выводов (предназначенных для присоединения к контактным площадкам кристалла) в точном соответствии с топологией кристалла и, во-вторых, совмещать одновременно все внутренние концы разных выводов со всеми контактными площадками кристалла полупроводникового прибора (транзистора или микросхемы), а внешние выводы с пленочными элементами топологического рисунка металлизации. Плавность соединения внутренних концов выводов между собой и с внешними концами выводов создает условия для снижения потерь мощности проходящего сигнала.

Кристаллы ПП, работающих в СВЧ-диапазоне, отличаются сравнительно меньшими размерами по сравнению с кристаллами приборов, работающих на более низких частотах. Размеры контактных площадок кристаллов таких приборов составляют 30×30...50×50 мкм, что создает определенные трудности, связанные с высокой точностью совмещения соединяемых деталей [4].

Проволочные выводы, широко применяемые в производстве ГИС СВЧ, имеют большую паразитную индуктивность, чем плоские балочные выводы, изготовленные в составе выводных рамок.

Применение выводных рамок позволяет до конца сборки иметь замкнутыми выводы кристаллов полупроводниковых приборов, что обеспечивает их нахождение под одним электрическим потенциалом и предохраняет приборы от пробоя статическим электричеством. Поэтому применение выводных рамок для подключения кристаллов ПП, например транзисторов или монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ, является предпочтительным при сборке ГИС СВЧ и, согласно [5], приводит к улучшению электрических характеристик ГИС (в частности к расширению частотного диапазона усилительных каскадов транзисторных усилителей СВЧ-диапазона в более высокочастотную область). Расчеты [5] показывают, что только за счет применения плоских балочных выводов можно увеличить рабочую частоту усилителя с 17 до 19 ГГц, то есть примерно на 10 %.

Кроме того, известно [6], что балочные выводы имеют более высокую прочность, обусловленную большим сечением относительно проволочных выводов.

В настоящее время накоплен опыт достаточно широкого серийного многолетнего применения данной конструкции рамок в усилителях мощности с рабочим диапазоном 1...4 ГГц.

В работе [4] приводятся результаты успешного производственного применения выводных рамок для соединения нескольких кристаллов навесных компонентов (кристалла транзистора и трех кристаллов конденсаторов) между собой и с пленочными элементами МПП. Особенностью такого соединения является то, что соединяемые контактные площадки находятся на разных высотных уровнях. Реализация такой конструкции позволила расширить частотный диапазон балансного каскада входного усилителя с 17,6 до 19,2 ГГц, то есть на 6,7 % [4]. Составной частью рассматриваемой конструкции приемопередающего модуля с рабочей частотой 15,2...15,4 ГГц является ГИС СВЧ балансного каскада усилителя мощности. Используя опыт предшествующих разработок, в данной работе проведена модернизация ГИС СВЧ балансного каскада усилителя СВЧ-тракта передающего модуля, так как расширение рабочей полосы частот именно этого устройства определяет и открывает широкие возможности для улучшения характеристик всего модуля в целом.

Особенностью конструкции ГИС балансного каскада усилителя мощности является наличие двух одинаковых групп кристаллов (транзистора и трех конденсаторов), а также пленочных элементов в обоих симметричных каналах (плечах) балансного усилителя.

Применяемые в данном устройстве кристаллы арсенидгаллиевых транзисторов КРП1432146.001 имеют размеры 0,5×0,3×0,1 мм, а кристаллы конденсаторов (кремниевых или керамических) - 0,65×0,65×0,3 мм.



Рис. 1. Выводная рамка транзистора КРПГ432146.001

Все навесные компоненты (транзисторы и конденсаторы) монтируются на лицевой поверхности МПП. Для соединения контактных площадок обеих групп кристаллов и пленочных элементов применяются специально разработанные выводные рамки, учитывающие топологию кристаллов транзисторов, место расположения кристаллов трех конденсаторов и топологии пленочных элементов топологического рисунка металлизации МПП (рис.1). Учитывая то, что высота расположения соединяемых контактных площадок различна из-за различной высоты кристаллов транзисторов и конденсаторов, соединения находятся на разных высотных уровнях. С помощью одной выводной рамки специальной конструкции осуществляются соединения в трех разновысотных монтажных уровнях, что является отличительной особенностью данной конструкции и представляет определенные технологические трудности.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

В экспериментальной части данной работы изготовлены балансные каскады усилителей мощности приемопередающих модулей с применением проволочных внутрисхемных соединений и двух выводных рамок для соединения разновысотных кристаллов навесных компонентов. Выводные рамки сделаны из гальванически осажденного золота толщиной (7±2) мкм по оригинальной технологии, изложенной подробно в работе [7]. Внутренние концы выводных

рамок соединялись с контактными площадками кристаллов транзисторов в специальной оправке методом термокомпрессионной сварки на установке ПЖМ2335.000 с использованием технологических режимов, указанных в работе [5]. Затем на плате устанавливались по три конденсатора в каждой группе кристаллов на монтажные площадки в составе топологического рисунка металлизации платы (предусмотренные сборочным чертежом) при температуре 410 °С при помощи припоя Au-Si эвтектического состава с использованием установки ЭМ-4075. После чего кристаллы транзисторов с приваренными выводными рамками устанавливались на монтажные площадки топологического рисунка металлизации и закреплялись электропроводящим клеем ЭЧЭ-С также с использованием установки ЭМ-4075. При монтаже кристаллов транзисторов с приваренными рамками проводилось совмещение внешних концов плоских балочных выводов с верхними обкладками конденсаторов и пленочными проводниками топологического рисунка металлизации МПП, к которым они должны присоединяться. Клей высушивался, а затем при комнатной температуре проводилось присоединение внешних концов плоских балочных выводов методом контактной сварки расщепленным электродом.

На рис. 2 представлен фрагмент ГИС СВЧ балансного усилителя с внутренними соединениями разновысотных кристаллов выводными рамками плоских балочных выводов.



Рис. 2. Фрагмент ГИС СВЧ балансного каскада усилителя мощности с внутрисхемными соединениями разновысотных кристаллов выводными рамками плоских балочных выводов

Заключительным этапом сборки ГИС СВЧ является удаление технологических частей выводной рамки. Такой порядок сборочных операций рекомендован в работе [8], так как в этом случае различные области кристалла транзистора находятся под одним электрическим потенциалом, что защищает транзистор от пробоя статическим электричеством. Применение плоских балочных выводов в составе выводных рамок вместо проволочных соединений позволяет не только увеличить сечение (а значит, и прочность) выводов, но и сократить их длину, что, в свою очередь, позволяет дополнительно улучшить электрические характеристики, в частности увеличить коэффициент усиления [9]. В конструкции ГИС СВЧ балансного усилительного каскада один из выводов имеет промежуточное соединение от контактной площадки кристалла транзистора с пленочным элементом МПП и далее с верхней обкладкой конденсатора. В случае применения плоских балочных выводов промежуточные соединения могут быть исключены за счет применения более жесткой и прочной конструкции соединительных проводников, тем самым уменьшится длина соединений, а значит, улучшатся электрические характеристики ГИС СВЧ балансного усилительного каскада.

Проведены сравнительные исследования электрических характеристик балансных каскадов усиления с проволочными и плоскими балочными внутрисхемными соединениями. Исследования проводились с использованием панорамных измерителей КСВН Р2-104 и Р2-66. Результаты исследований представлены на рис.3.



при соединениях рамкой (🔳) и проволокой (🔶)

4. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализ результатов исследований показывает, что балансные каскады усиления передающих модулей с плоскими балочными выводами имеют более высокий коэффициент усиления во всем частотном диапазоне (примерно на 0,9 дБ, или на 15,2 %). Кроме того, они имеют более широкий рабочий частотный диапазон (16,206 ГГц вместо 15,3 ГГц).

Полученные результаты хорошо коррелируются с результатами проводимых ранее расчетных и экспериментальных исследований [4,5]. Причем расширение происходит в сторону более высоких частот, что особенно важно, так как следующие разработки аналогичных приемопередающих модулей предполагаются именно в более высокочастотной области.

5. ВЫВОДЫ

По результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Выводные рамки плоских балочных выводов из гальванически осажденного золота позволяют выполнять внутрисхемные соединения группы кристаллов разновысотных навесных компонентов ГИС СВЧ балансного усилительного каскада мощности передающего модуля.

2. Достигнуто ожидаемое улучшение электрических характеристик балансного усилительного каскада передающего модуля, а именно: увеличение коэффициента усиления на 15,2% и расширение рабочей полосы частот на 6% в сторону высокочастотной области СВЧ-диапазона.

3. Улучшение электрических характеристик достигнуто за счет применения выводных рамок плоских балочных выводов специальной конфигурации, выполненных из гальванически осаждаемого золота по специфичной оригинальной технологии.

4. Полученные экспериментальные результаты хорошо коррелируются с результатами проведенных ранее теоретических и экспериментальных исследований и позволяют утверждать, что эффект улучшения электрических характеристик усилителей СВЧ-диапазона носит устойчивый характер.

5. Полученный эффект улучшения электрических характеристик от применения выводных рамок плоских балочных выводов в балансном каскаде усиления приемопередающего модуля подтверждает целесообразность продолжения работ по применению выводных рамок в других составных частях СВЧ-тракта приемопередающего блока СПЧ, например в малошумящем усилителе приемного модуля и других узлах блока.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Иовдальский В.А.* Совершенствование конструкции и технологии ГИС СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер.1, СВЧ-техника. – 1994. – Вып. 3 (463). – С. 19 -23.

2. Journal Electronic Engineering. - 1993. - Vol. 30, No 334. - P. 40-43.

3. Пат. 2191492 РФ. Выводная рамка для СВЧ и КВЧ полупроводникового прибора / В.А. Иовдальский, В.А. Пчелин. Приоритет 17.04.00.

4. Применение выводных рамок балочных выводов полупроводниковых приборов для улучшения характеристик ГИС СВЧ / В.А. Иовдальский, В.Г. Виноградов, Ю.И. Молдованов, В.Г. Моргунов // Электронная техника. Сер.1, СВЧ-техника. – 2005. – Вып.2(486). – С. 27-33.

5. Применение выводных рамок полупроводниковых приборов в технологии ГИС СВЧ / В.А. Иовдальский, В.А. Пчелин, В.Г. Моргунов, В.И. Васильев // Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника. – 2002. – Вып. 1 (479). – С.57-61.

6. Микроэлектронная аппаратура на бескорпусных интегральных микросхемах / И.Н. Воженин, Г.А. Блинов, Л.А. Коледов, А.И. Коробов, А.Ф. Оборотов; под ред. И.Н. Воженина. – М.: Радио и связь, 1985. – С.124-127.

7. Пат. 2183366 РФ. Способ изготовления выводных рамок / В.А. Иовдальский, И.А. Щеглова, Е.Н. Савон. Приоритет 17.04.00.

8. Заявка № 2006100616 (РФ). Способ изготовления гибридной интегральной схемы СВЧ-диапазона / В.А. Иовдальский, Ю.И. Молдованов, В.Г. Виноградов, В.Г. Моргунов. Приоритет 10.01.06.

9. Климачев И.И., Иовдальский В.А. СВЧ ГИС. Основы технологии и конструирования. – М.: Техносфера, 2006. – С.166-175.

Статья поступила 20 июня 2007 г.

🚃 НОВЫЕ КНИГИ 🚃

Радиолокация России: Биографическая энциклопедия / Сопредседатели редколлегии руководитель Федерального агентства по промышленности Б.С. Алешин и заместитель Министра обороны РФ генерал армии А.М. Московский. - М.: ЗАО Издательство «Столичная энциклопедия», 2007. - 716 с. с илл..

Представлены материалы о первых руководителях работ, проводившихся в нашей стране по радиолокационному обнаружению самолетов, М.М. Лобанове, П.К. Ощепкове, Ю.Б. Кобзареве, П.А. Погорелко, Н.Я. Чернецове, А.Б. Слепушкине, Л.В. Леонове, В.В. Тихомирове, А.Я. Брейтбарте, С.П. Рабиновиче, А.М. Кугушеве, об академиках А.И. Берге, А.Ф. Богомолове, Б.В. Бункине, Ю.В. Гуляеве, В.П. Ефремове, В.А. Котельникове, А.Л. Минце, А.А. Расплетине, А.И. Савине, В.А. Фоке, А.Н. Щукине, о министрах радиопромышленности В.Д. Калмыкове, Э.К. Первышине, П.С. Плешакове, В.И. Шимко, о руководителях предприятий, ведущих конструкторах отечественной радиолокационной техники. Публикуются биографические статьи о министрах обороны, начальниках Генерального штаба, о представителях командного и командно-инженерного состава радиотехнических войск ВВС и ПВО, Военно-морского флота, Космических войск, Войсковой противовоздушной обороны. В числе предприятий, организаций и учреждений - ФГУП «НПП «Исток», ОАО «НПО «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина», ОАО «МНИИРЭ «Альтаир», ОАО «Концерн радиостроения «Вега», ОАО «НПО «Взлет», ОАО «ВНИИРТ», ОАО «МАК «Вымпел», ФГУП «ЦНИИ «Комета», ОАО «Ижевский электромеханический завод «Купол», Холдинговая компания «Ленинец», ОАО «НПО «ЛЭМЗ», ФГУП «ННИИРТ», ОАО «НИИИП», ОАО «НИИП» имени В.В. Тихомирова, НИИ телевидения, ОАО «НИЭМИ», ФГУП «ОКБ МЭИ», РТИ имени А.Л. Минца, ОАО «НПК НИИДАР», ОАО «Светлана», ОАО «Корпорация «Фазотрон-НИИР», ФГУП «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга», Санкт-Петербургский электротехнический университет «ЛЭТИ», МВТУ имени Н.Э. Баумана, Таганрогский государственный радиотехнический университет и многие другие.

В энциклопедии широко представлены ученые и инженеры из ФГУП «НПП «Исток»: Афанасьев В.А., Будзинский Ю.А., Гельвич Э.А., Голант М.Б., Девятков Н.Д., Дюбуа Б.Ч., Жарый Е.В., Зайцев С.А., Захаров А.А., Зусмановский С.А., Кантюк С.П., Кармазин В.Г., Королев А.Н., Королев С.В., Котюргин Е.А., Мелешкевич П.М., Мякиньков Ю.П., Негирев А.А., Новоселец В.И., Парышкуро Л.А., Победоносцев А.С., Покровский Е.Н., Потапов А.В., Ребров С.И., Федоров М.М.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

«СВЧ-ТЕХНИКА»

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Редактор Хоточкина Л.Н. Компьютерная верстка Земскова Л.А. Коррекция рисунков Лазарева Т.В.

Подписано к печати	Усл. п. л. 6,0	Формат 60×88 ^{1/8}
04.07.2007 г.	Учизд. л. 6,5	Тираж 200
Заказ № 309	Индекс 36292	5 статей

ФГУП «НПП «Исток» 141190, г.Фрязино, Московская обл., ул.Вокзальная, 2а Тел.: (495)465-86-12. Факс: (495)465-86-12 E-mail: istok-info@flexuser.ru