

ISSN 0002-3035

ՓԻԶԻԿԱ · ՖԻԶԻԿԱ · PHYSICS



ИЗВЕСТИЯ  
НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ

ՏԵՂԵԿԱԳԻՐ  
ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ

PROCEEDINGS  
OF NATIONAL ACADEMY OF SCIENCES OF ARMENIA

Журнал издается с 1966 г.  
Выходит 6 раз в год  
на русском, армянском и английском языках.

#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Вл. М. Арутюнян, главный редактор  
Э. Г. Шароян, зам. главного редактора  
Вил. М. Арутюнян  
А. А. Ахумян  
Г. А. Вартапетян  
Э. М. Казарян  
А. О. Меликян  
А. Р. Мкртчян  
В. О. Папанян  
А. А. Мирзаханян, ответственный секретарь

#### ԽՄԲԱԳՐԱՎԱՆ ԿՈՆԵԳԻԱ

Վլ. Մ. Հարությունյան, գլխավոր խմբագիր  
Է. Գ. Շառոյան, գլխավոր խմբագրի տեղակալ  
Վիլ. Մ. Հարությունյան  
Ա. Ա. Հախումյան  
Ն. Ն. Վարդապետյան  
Է. Մ. Ղազարյան  
Ա. Ն. Մելիքյան  
Ա. Ռ. Սկրտչյան  
Վ. Օ. Պապանյան  
Ա. Ա. Միրզախանյան, պատասխանատու քարտուղար

#### EDITORIAL BOARD

Vl.M. Aroutiounian, editor-in-chief  
E. G. Sharoyan, associate editor  
Vil.M. Harutunyan  
A. A. Hakhumyan  
H. H. Vartapetian  
E. M. Kazarian  
A. O. Melikyan  
A. R. Mkrtchyan  
V. O. Papanyan  
A. A. Mirzakhanyan, executive secretary

Адрес редакции: Республика Армения,  
375019, Ереван, пр. Маршала Баграмяна, 24-г.

Խմբագրության հասցեն՝ Հայաստանի Հանրապետություն,  
375019, Երևան, Մարշալ Բաղրամյան պող., 24-գ:

Editorial address: 24-g, Marshal Bagramyan Av.,  
Yerevan, 375019, Republic of Armenia

УДК 621.373.826

## ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ В СВЯЗАННЫХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДАХ

Г.А.ДЖЕЙРАНЯН, Г.Ю.КРЮЧКЯН

Ереванский государственный университет

(Поступила в редакцию 21 октября 1994г.)

Исследованы эффекты фазовой самомодуляции и взаимной модуляции двух волн в туннельно-связанных двужильных световодах. Показано, что эти эффекты существенно влияют на энергообмен между модами двух волокон световода как в непрерывном режиме возбуждения световода, так и при распространении импульсов. Исследована также нелинейная динамика импульсов в различных режимах возбуждения волноводных мод.

### 1. Введение

Туннельно-связанные двужильные световоды, состоящие из двух пространственно близких параллельных оптических волокон, обычно исследуются в связи с возможностью их применения в оптической связи, в частности, для включения либо выключения поля излучения, его модуляции и спектральной селекции [1]. Как показано в последнее время, в таких системах представляется возможным также генерация неклассического света [2-4].

Распространение волн в туннельно-связанных световодах обычно описывается в рамках теории связанных мод (см., например, [1]). В этой теории полагают, что присутствие каждого из волокон приводит к индуцированию малых диэлектрических возмущений в другом волокне. Таким путем осуществляется связь между модами двух световодов, что приводит к перекачке энергии из одного световода в другой. Исследования подобных систем начаты в работах [5-7].

Как известно, при распространении интенсивных световых пучков в оптических волноводах существенную роль играет керровская нелинейность, т.е. наведенное световым пучком изменение показателя преломления сердцевины волновода. В частности, импульс,

распространяющийся в таком волноводе, испытывает фазовую самомодуляцию, ведущую к уширению спектра. К настоящему времени достаточно исследован широкий класс явлений, связанных с фазовой самомодуляцией в одножильных световодах (см., например, [8,9]). Фазовая самомодуляция в туннельно-связанных волноводах исследовалась в работах [10,11] в связи с возможностью распространения в них солитонов.

В настоящей работе проведено исследование эффектов фазовой самомодуляции и взаимной модуляции для связанных одномодовых световодов с учетом поглощения. В частности, рассмотрен вопрос о влиянии фазовой модуляции на перекачку энергии между волокнами световода. Рассмотрены случаи распространения мод в непрерывном режиме, а также распространение световых импульсов с гауссовской временной огибающей.

## 2. Уравнения для связанных мод

Согласно полуклассической теории связанных мод, электрическое поле в системе, состоящей из двух близко расположенных параллельных одномодовых волноводов, рассматривается как линейная суперпозиция следующего вида:

$$E(x, y, z, t) = \sum_i \alpha_i(z) U_i(x, y) e^{i(\omega t - \beta_i z)}, \quad (1)$$

где амплитуды  $U_i(x, y)$  описывают поперечное распределение в каждом из двух световодов,  $z$  – аксиальная координата вдоль световодов,  $\beta_i$  – постоянные распространения мод с одинаковыми частотами  $\omega$ ,  $\alpha_i(z)$  – медленно меняющиеся по  $z$  амплитуды, описывающие эффекты распространения и взаимодействия между модами.

Волновое уравнение для поля (1) в стандартном приближении медленно меняющихся амплитуд и условие ортогональности для амплитуд  $U_i$

$$\iint U_m(x, y) U_n(x, y) dx dy = \frac{2\omega\mu_0}{\beta_n} \delta_{nm} \quad (2)$$

приводит к следующим связанным уравнениям:

$$d\alpha_1/dz = -i\chi_1\alpha_1 - i\sigma_1\alpha_2 e^{i(\beta_1 - \beta_2)z} + ik_1(|\alpha_1|^2 + q_1|\alpha_2|^2)\alpha_1,$$

$$d\alpha_2/dz = -i\chi_2\alpha_2 - i\sigma_2\alpha_1 e^{-i(\beta_1 - \beta_2)z} + ik_2(q_2|\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2)\alpha_2, \quad (3)$$

Коэффициенты  $\chi_i$  уравнений описывают поправки к постоянным распространения  $\beta_i$ , обусловленные наличием поля соседнего волновода, а постоянные связи  $\sigma_i$  — линейный энергообмен между модами двух волноводов [5,6]. Последние члены уравнений описывают эффекты самомодуляции и кроссмодуляции со следующими коэффициентами:

$$k_{1,2} = (\omega\epsilon_0 / 4) \iint \chi^3(x, y) E_{1,2}^4 dx dy, \quad (4)$$

$$q_{1,2} = (\iint E_1^2 E_2^2 dx dy) / \iint E_{1,2}^4 dx dy. \quad (5)$$

При опущении членов фазовой модуляции эти уравнения совпадают с уравнениями, приведенными в работе [3]. Система уравнений (3) описывает пространственный энергообмен между модами световодов и эффекты фазовой модуляции в наиболее общем случае. Далее исследуются случаи распространения мод в одинаковых связанных волноводах. В этом случае имеем:  $\chi_1 = \chi_2 = \chi - i\gamma$ ,  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ ,  $k_1 = k_2 = k$ ,  $q_1 = q_2 = q$ ,  $\beta_1 = \beta_2$ , где  $\gamma$  — коэффициент поглощения мод. В отсутствие поглощения система уравнений имеет два интеграла движения:

$$I_1(z) + I_2(z) = I_{10} + I_{20}, \quad (6)$$

$$\sqrt{I_1 I_2} \cos \psi - (k(1-q)/4\sigma)(I_1^2 + I_2^2) = const, \quad (7)$$

где использована запись медленно меняющихся амплитуд через интенсивности и фазы

$$\alpha_{1,2}(z) = \sqrt{I_{1,2}} e^{i\varphi_{1,2}(z)},$$

$$\psi = \varphi_1 - \varphi_2 \text{ и } I_{i0} = I_i(z)|_{z=0}. \quad (8)$$

В случае, когда на входе в световоде возбуждается лишь одна из мод  $I_{10} = I_0, I_{20} = 0$ , из (6), (7) следует, что интенсивности мод в волокнах ограничены следующими значениями:

$$I_- < I_{1,2}(z) < I_+,$$

$$I_{\pm} = 0,5I_0 \pm \sqrt{I_0^2 - 16\sigma^2/k^2(1-q^2)}, \quad (9)$$

если имеет место условие  $I_0 > 4\sigma/k(1-q)$ .

### 3. Осцилляции интенсивностей мод

Система уравнений (3) решается методом вторичного укорочения (см. [6]), т.е. решения ищем в виде

$$\alpha_{1,2}(z) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ e^{-i\sigma z} \alpha_+(z) \pm e^{i\sigma z} \alpha_-(z) \}, \quad (10)$$

и в уравнениях для парциальных амплитуд  $\alpha_{\pm}$  опускаем "быстро осциллирующие" члены. В итоге для медленно меняющихся амплитуд получаем

$$\begin{aligned} \alpha_1(z) &= \{ \alpha_1(0) \cos R(z) - i\alpha_2(0) \sin R(z) \} e^{-i\Omega(z)}, \\ \alpha_2(z) &= \{ -i\alpha_1(0) \sin R(z) + \alpha_2(0) \cos R(z) \} e^{-i\Omega(z)}, \end{aligned} \quad (11)$$

где введены следующие обозначения:

$$R(z) = \sigma z - \frac{k(1-q)}{2\gamma} (e^{-\gamma z} - 1) \sqrt{I_{10} I_{20}} \cos \psi_0, \quad (12)$$

$$\Omega(z) = \chi z + \frac{k(3+q)}{4\gamma} (e^{-\gamma z} - 1) (I_{10} + I_{20}) \quad (13)$$

и  $\psi_0 = \varphi_{10} - \varphi_{20}$  — разность начальных значений фаз полей.

Выражения для интенсивностей двух мод  $I_i(z) = |\alpha_i(z)|^2$  следуют из (11) и имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} I_1(z)/I_{10} &= e^{-\gamma z} \{ \cos^2 R(z) + (I_{20}/I_{10}) \sin^2 R(z) + \sqrt{I_{20}/I_{10}} \sin 2R(z) \sin \psi_0 \}, \\ I_2(z)/I_{20} &= e^{-\gamma z} \{ (I_{10}/I_{20}) \sin^2 R(z) + \cos^2 R(z) - \sqrt{I_{10}/I_{20}} \sin 2R(z) \sin \psi_0 \}. \end{aligned} \quad (14)$$

Зависимость интенсивностей от длины распространения  $z$  имеет характер осцилляций, причем сумма интенсивностей равна

$$I_1(z) + I_2(z) = e^{-\gamma z} (I_{10} + I_{20}) \quad (15)$$

в согласии с формулой (6). Отметим, что эффект осцилляций интенсивностей в туннельно-связанных волноводах имеет место и в

случае, когда фазовая модуляция отсутствует. Однако наличие фазовой модуляции существенно меняет частоту осцилляций. В частности, для идеальных световодов, без поглощения, возможна ситуация, когда частота осцилляций принимает нулевое значение. Она реализуется при определенных значениях интенсивностей и фаз полей на входе волокна, удовлетворяющих условию

$$\sqrt{I_{10}I_{20}} \cos \psi_0 = -2\sigma/k(1-q). \quad (16)$$

В этом случае

$$\alpha_{1,2}(z) = \sqrt{I_{10}I_{20}} e^{-i\Omega(z)}, \quad (17)$$

т.е. фазовая модуляция компенсирует обмен энергией вследствие туннелирования между модами, однако приводит к нелинейному сдвигу фаз для каждой из мод<sup>\*)</sup>. Отметим также, что нелинейные эффекты, влияющие на частоту осцилляций, становятся малыми при  $q \approx 1$ , когда вклады самомодуляции и кроссмодуляции одного порядка. Результаты проведенного анализа представлены на рис.1, где изображены зависимости от безразмерного параметра  $\sigma z$  нормированной

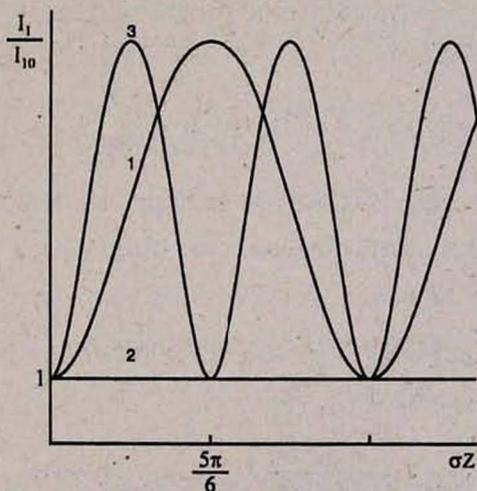


Рис.1. Зависимости интенсивности  $I_1/I_{10}$  от  $\sigma z$  при  $\psi_0 = \pi$ ,  $\sigma = 2 \cdot 10^2$  1/м,  $k = 2 \cdot 10^{-4}$  м/Вт,  $q = 0,2$  для следующих значений входных интенсивностей  $I_{10} = I_{20} = I_0$ : (1)  $I_0 = 10^6$  Вт/м<sup>2</sup>; (2)  $I_0 = 2,5 \cdot 10^6$  Вт/м<sup>2</sup>; (3)  $I_0 = 5 \cdot 10^6$  Вт/м<sup>2</sup>.

<sup>\*)</sup> Аналогичный эффект имеет место в одножильном волокне, обладающем двулучепреломлением [12], и используется для нелинейной стабилизации импульсов

интенсивности одной из мод  $I_1(z)/I_{10}$  для случая идеального непоглощающего двужильного световода.

#### 4. Распространение гауссовых импульсов

Система уравнений (3) имеет достаточно общее значение и может описывать также распространение импульсов в туннельно-связанных световодах в первом приближении теории дисперсии. При этом в уравнения (3) нужно добавить производные по времени медленно меняющихся амплитуд и перейти к переменным  $t' = t - z/v_{gr}$  ( $v_{gr}$  - групповая скорость волны) в бегущей системе координат.

Будем считать, что поле на входе в волновод при  $z=0$  имеет форму импульсов с амплитудами временных огибающих  $\alpha_{1,2}(t,0) = \alpha_{1,2in}(t)$ . Решения (11) исходной системы уравнений на выходе из световода при  $z=L$  имеют вид

$$\alpha_{1,2out}(t) = \{ \cos R(t, L) - i \alpha_{2,lin}(t) \sin R(t, L) \} e^{-i\Omega(t, L)}. \quad (18)$$

Выражения (12), (13) с учетом зависимости от времени амплитуд полей двух мод на входе принимают вид

$$R(t, L) = \sigma L - \frac{k(1-q)}{2\gamma} (e^{-\gamma L} - 1) \sqrt{I_{1in}(t) I_{2in}(t)} \cos \psi, \quad (19)$$

$$\Omega(t, L) = \chi L + \frac{k(3+q)}{4\gamma} (e^{-\gamma L} - 1) (I_{1in}(t) + I_{2in}(t)). \quad (20)$$

Исследование нелинейной динамики импульсов проведем для различных режимов возбуждения волновых мод непоглощающего двужильного световода.

В случае одномодового возбуждения ( $\alpha_{2in}(t) = 0$ ) интенсивности на выходе из системы равны

$$I_{1out}(t) = \frac{\cos^2 \sigma L}{\sin^2 \sigma L} I_{2out} = I_{1in}(t) \cos^2 \sigma L. \quad (21)$$

Как видно из (21), форма огибающей импульса остается неизменной, как при распространении импульса в одиночном световоде.

Если на вход одного из волокон подается гауссовый импульс, т.е.

$$\alpha_{1in}(t) = \rho_1 \exp(-t^2 / \tau_1^2) e^{i\varphi_1}, \quad \alpha_{2in}(t) = 0, \quad (22)$$

то, используя (18), (19), (20), легко получить точные выражения для фаз импульсов на выходе:

$$\varphi_1(t) = \varphi_{10} - \Omega(t, L), \quad (23)$$

$$\varphi_2(t) = \arctg\{\text{ctg}(\Omega(t, L) - \varphi_{10})\}.$$

Последние выражения показывают, что на выходе из системы импульсы испытывают фазовую модуляцию, фазы импульсов изменяются в зависимости от пройденного расстояния и интенсивности на входе согласно (20).

Картина нелинейного распространения импульсов в туннельно-связанных световодах в одномодовом режиме возбуждения аналогична распространению импульсов в одиночном волноводе. Эффекты энергообмена в этом случае не влияют на нелинейную динамику импульсов.

Рассмотрим теперь двухмодовый режим возбуждения волноводных мод гауссовыми импульсами

$$\alpha_{1in}(t) = \rho_1 \exp(-t^2 / \tau_1^2) e^{i\varphi_{10}}, \quad \alpha_{2in}(t) = \rho_2 \exp(-t^2 / \tau_2^2) e^{i\varphi_{20}} \quad (24)$$

с различными пиковыми значениями и длительностями.

Аналитические выражения для интенсивностей следуют непосредственно из (18)–(20). Приведем для наглядности эти результаты в графической форме. На рисунках 2(а), (б) представлены огибающие импульсов (нормированные на их пиковые значения на входе  $\rho_1^2, \rho_2^2$ ) при прохождении в световоде определенной длины для случая равных начальных фаз  $\varphi_{10} = \varphi_{20}$ , когда интерференция амплитуд отсутствует.

Легко заметить, что вследствие нелинейного энергообмена между волокнами световода с учетом фазовой модуляции форма огибающих (кривые 1) обеих мод существенно меняются (кривые 2). По мере перекачки энергии из одной моды в другую в одном из импульсов образуется провал, соответствующий значительному усилению пиковой интенсивности другого импульса.

Рассмотрим динамику формы огибающих импульсов в случае симметричного возбуждения волноводных мод:  $\rho_1 = \rho_2, \varphi_{10} = \varphi_{20}$ . Графические результаты исследования представлены на рисунках 3(а), (б). При данном режиме возбуждения изменение формы огибающих

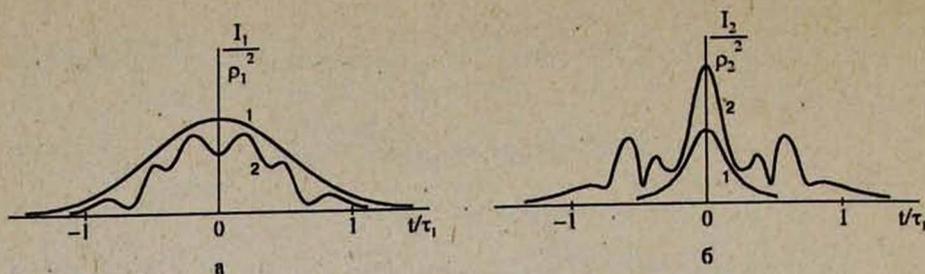


Рис.2. Временные огибающие импульсов  $I_1 / \rho_1^2$  (а) и  $I_2 / \rho_2^2$  (б) на входе (кривая 1) и выходе  $L=1$  см из системы (кривая 2) для следующих значений параметров:  $\rho_1^2 = 10^6$  Вт/м<sup>2</sup>,  $\rho_2^2 = 4 \cdot 10^6$  Вт/м<sup>2</sup>,  $\psi_0 = 0$ ,  $\tau_1/\tau_2 = 3$ ,  $\sigma = 2 \cdot 10^2$  1/м,  $k = 2 \cdot 10^{-4}$  м/Вт,  $q = 0,2$ .

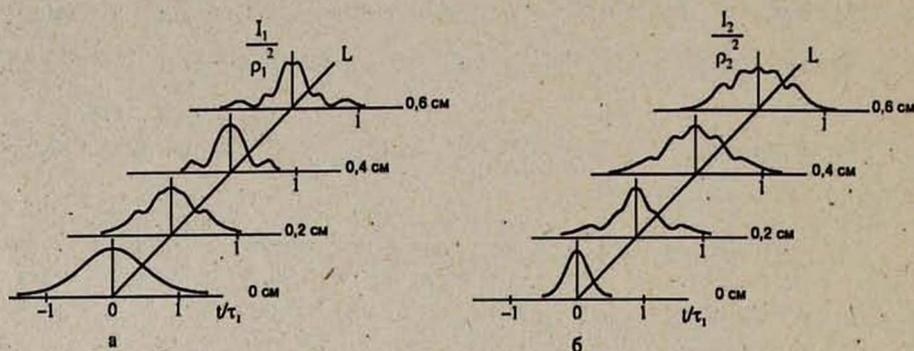


Рис.3. Пространственно-временная динамика импульсов  $I_1 / \rho_1^2$  (а) и  $I_2 / \rho_2^2$  (б) при  $\psi_0 = 0$ ,  $\rho_1^2 = \rho_2^2 = 10^6$  Вт/м<sup>2</sup>,  $\tau_1/\tau_2 = 3$ ,  $\sigma = 2 \cdot 10^2$  1/м,  $k = 2 \cdot 10^{-4}$  м/Вт,  $q = 0,2$ .

сопровождается уменьшением длительности импульса в одном световоде за счет увеличения ее в другом. Однако здесь энергообмен приводит к сжатию (расширению) импульсов без изменения пикового значения интенсивностей. Отметим также, что динамика формы огибающих импульсов прослеживается уже на очень маленьких длинах распространения (порядка  $10^{-1}$  см) для характерных  $\sigma \sim 10^2$  1/м.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. D.Marcuse. Light Transmission Optics. New York, Van Nostrand Reinhold, 1982.
2. J.Janszky, C.Sibilla, M.Bertolotti. J.Mod.Opt., 35, 1757 (1988).
3. W.K.Lai, V.Buzek, P.L.Knight. Phys.Rev.A, 43, 6323 (1991).

4. А.П.Алоджанц, Г.А.Джейранян, С.М.Аракелян, Л.П.Геворкян. Квантовая электроника, 20, 786 (1993).
5. P.S.Cross. IEEE J.QE, 14, 577 (1978).
6. S.M.Jensen. IEEE J.QE, 18, 1580 (1982).
7. А.А.Майер. Квантовая электроника, 11, 157 (1984).
8. G.P.Agrawal. Nonlinear Fiber Optics, New York, Academic, 1989.
9. K.G.Joneckis, J.H.Shapiro. J. Opt. Soc. Am., B, 10, 1102 (1993).
10. А.И.Маймистов. Квантовая электроника, 18, 758 (1991).
11. В.П.Торчигян. Квантовая электроника, 18, 1259 (1991).

## PHASE MODULATION IN COUPLED OPTICAL WAVEGUIDES

G.A.JEIRANIAN, G.YU. KRYUCHKIAN

The effects of self-phase-modulation and cross-modulation of two waves in double-core tunnel-coupled optical fibers have been investigated. It was shown that these effects considerably exert the energy exchange between the modes of the cores both cw regime of the optical fiber excitation and in the pulse one. The nonlinear dynamics of the pulses in different regimes of guided modes excitation is also investigated.

## ՓՈՒԼԱՅԻՆ ՄՈԴՈՒԼՅԱՑԻԱՆ ԿԱՊՎԱԾ ՕՊՏԻԿԱԿԱՆ ԱԼԻՔԱՏԱՐՆԵՐՈՒՄ

Գ.Ա.ՋԵՅՐԱՆՅԱՆ, Գ.ՅՈՒ.ԿՐՅՈՒԶԿԻԱՆ

Ուսումնասիրված են երկու ալիքների փոխային մոդուլյացիայի և փոխադարձ մոդուլյացիայի երևույթները թունելային կապված երկչիղ լուսատարներում: Ցույց է տրված, որ այդ երևույթները էապես ազդում են լուսային մանրաթելերում երկու մոդաների միջև էներգափոխանակության վրա, ինչպես լուսատարի գրգռման անընդհատ ռեժիմում, այնպես էլ իմպուլսների ժամանակ: Ուսումնասիրված է նաև ալիքային մոդաների գրգռման տարբեր ռեժիմներում իմպուլսների տարածման ոչ գծային դինամիկան:

УДК 621.382

## ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ СЕНСОРОВ ВЛАЖНОСТИ НА ОСНОВЕ ТОНКИХ ПЛЕНОК СЛОЖНЫХ ОКИСЛОВ

А.С. ПОГОСЯН, В.М. АРУТЮНЯН

Государственный инженерный университет Армении,  
Ереванский государственный университет

(Поступила в редакцию 10 декабря 1995г.)

Исследованы основные характеристики (влагочувствительность, инерционность, гистерезис, стабильность) сенсоров влажности на основе тонких плёнок  $Fe_2O_3$  с различным содержанием  $K_2O$ , а также на основе плёнок  $CaSiO_3$  и  $NaBiTi_2O_6$  – новых материалов для сенсоров влажности. Найден оптимальный состав  $Fe_2O_3(K)$  с точки зрения получения высокой влагочувствительности, быстродействия и линейности в широкой области относительной влажности. Обсуждается механизм влагочувствительности исследованных плёнок. Определены критерии для оптимизации конструктивных параметров высокоимпедансных сенсоров влажности с целью расширения диапазона относительной влажности в сторону низких значений влажности.

1. Среди микроэлектронных химических сенсоров различного типа значительную группу составляют сенсоры влажности. Такой интерес обусловлен развитием не только микроэлектроники, но и других отраслей промышленности, например, металлургии, тонкой и прецизионной химии, атомной энергетики, текстильной промышленности, которые предъявляют новые требования к методам и приборам для автоматизированного измерения влажности как средству получения информации о качестве проведения процессов. Сенсоры влажности широко используются в гидрометеорологии, сельском хозяйстве, в медицине для контроля микроклимата в больничных палатах и в операционных помещениях. В последнее время сенсоры влажности находят все более широкое применение в бытовой технике, например, в кондиционерах, для контроля запотевания стекол автомобилей, в сушилках для одежды, для контроля за процессами приготовления пищи

и др.

Среди преимуществ микроэлектронных сенсоров влажности можно выделить: высокую чувствительность, быстрое действие, высокую надежность, длительный срок службы, малые габариты и вес, возможность преобразования влажности непосредственно в электрический сигнал, низкую стоимость благодаря возможности массового производства и др. К настоящему времени исследован широкий спектр материалов (твердые электролиты, органические полимеры, пористая керамика) для использования их в качестве влажочувствительного материала микроэлектронных сенсоров влажности. Некоторые типы сенсоров выпускаются промышленностью. Обзоры [1+5] в целом дают представление о состоянии работ и перспективах развития исследований в этой области. Вместе с тем, анализ параметров существующих сенсоров показывает, что в настоящее время не существует сенсора влажности, который удовлетворял бы всем предъявляемым требованиям. Вследствие этого усилия специалистов направлены не только на улучшение характеристик существующих сенсоров влажности, но и на поиски новых влажочувствительных материалов и разработку технологии их изготовления с воспроизводимыми влажочувствительными характеристиками. С точки зрения снижения стоимости, уменьшения весогабаритных характеристик, возможности массового производства с использованием групповых методов, а также вследствие выгодного отношения поверхности к объему, наиболее перспективными являются тонкопленочные сорбционно-импедансные сенсоры влажности.

В настоящей работе приведены результаты исследования влажочувствительных характеристик тонких пленок  $Fe_2O_3$  с различным содержанием  $K_2O$ , а также пленок  $CaSiO_3$ ,  $NaBiTi_2O_6$  – новых материалов для сенсоров влажности. Поверхность этих материалов имеет несколько типов активных центров адсорбции молекул воды, что является предпосылкой получения высоких влажочувствительных характеристик тонкопленочных сенсоров на их основе.

2. Тонкопленочный сенсор влажности, изготовленный и исследованный в настоящей работе, конструктивно представляет собой ситалловую подложку с пленочными металлическими электродами в виде

гребенки, на которой нанесена влагочувствительная пленка. Ширина электродных полосок и межэлектродное расстояние составляет 50 мкм. Геометрические размеры сенсора  $5 \times 0,6 \times 7$  мм.

Пленки  $Fe_2O_3 \cdot K_2O$ ,  $CaSiO_3$  и  $NaBiTi_2O_6$  наносились методом электронно-лучевого испарения на модифицированной установке УВН - 75Н-1 [6]. Использование техники электронно-лучевого испарения для изготовления тонкопленочных элементов сложного состава является одним из перспективных направлений. Улучшение параметров наносимых пленок достигается за счет высоких скоростей испарения, отсутствия взаимодействия испаряемого материала с материалом тигля, что обеспечивает максимальную чистоту пленок. Пленки  $Fe_2O_3 \cdot K_2O$ ,  $CaSiO_3$ ,  $NaBiTi_2O_6$  наносились в вакууме  $\sim 10^{-2}$  Па на нагретую до температуры  $200^\circ C$  ситалловую подложку. В качестве исходного материала использовались спрессованные керамические таблетки тех же материалов. Мощность электронного луча и время напыления в зависимости от состава составляли  $0,2+1$  кВт и  $0,5+1$  мин, соответственно. Часть подложек с пленками  $NaBiTi_2O_6$  (обозначим их  $NaBiTi_2O_6(1)$ ) после напыления медленно охлаждались в герметичной камере установки, а другая часть (обозначим их  $NaBiTi_2O_6(2)$ ) – в воздухе, т.е. фактически подвергалась температурному удару. Толщина пленок составляла  $\sim 0,3$  мкм. Ситалловые подложки разрезались на отдельные чипы размером  $5 \times 7$  мм<sup>2</sup>. Соединительные проволоки припаивались к луженым частям контактных площадок (Al - Ni).

3. Измерение сопротивления сенсора в зависимости от влажности воздуха проводилось при комнатной температуре как на постоянном токе, так и на переменном токе частотой 1 кГц. Для создания среды известной влажности использовался переносной термостатированный гигростат ГПТ-130, принцип работы которого основан на методе фазового равновесия над насыщенным раствором соли определенного равновесного значения давления водяного пара. Влажность, устанавливаемая в рабочей камере гигростата, определяется в зависимости от применяемой соли и температуры по известным градуировочным кривым. Пределы создаваемой относительной влажности в рабочей камере гигростата при температуре  $20^\circ C$  составляет  $12 + 97,5\%$ . Исследуемые сенсоры влажности и кассета с

насыщенным раствором соответствующей соли устанавливаются в камере ГПИ - 130.

На рис.1 приведены типичные (усредненные по 12 сенсорам) зависимости (калибровочные кривые) сопротивления по постоянному току  $R_b$  сенсоров на основе  $Fe_2O_3 \cdot K_2O_3$  пленок от относительной влажности  $\varphi$ . Чистые (нелегированные) пленки  $Fe_2O_3$  имеют высокое сопротивление и низкую влажочувствительность (изменение сопротивления в диапазоне относительной влажности 33-76 % составляет не более 40%).

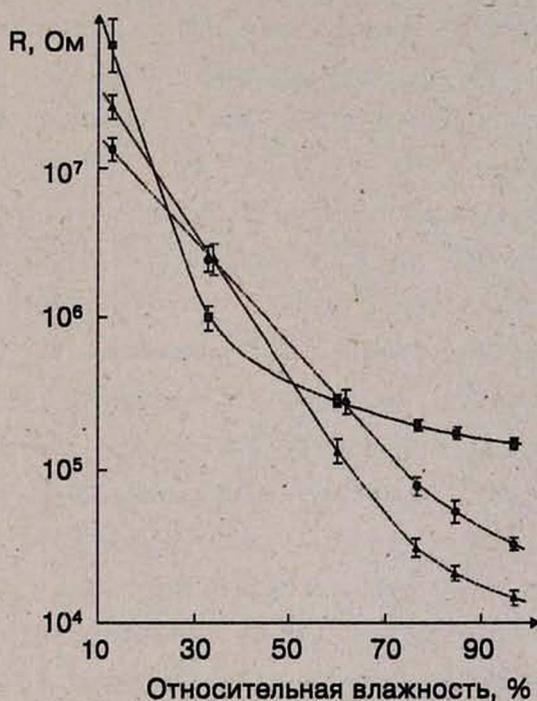


Рис.1 Влажочувствительные характеристики сенсоров на основе тонких пленок  $Fe_2O_3$  с различным содержанием  $K_2O$ : ● - 45 вес.%  $K_2O$ ; ▲ - 10 вес.%  $K_2O$ ; ■ - 2 вес.%  $K_2O$ .

Добавка щелочных металлов, в частности, калия, приводит к нескольким эффектам: а) существенно уменьшается сопротивление пленки; б) вместе с протонами в проводимости участвуют поверхностные гидратированные ионы  $K^+$ ; в) существенно увеличивается влажочувствительность. Пленки

$Fe_2O_3$  с содержанием 2 вес.%  $K_2O$  обладают высокой чувствительностью при низких влажностях (12 + 40 %). С увеличением влажности кривая  $R_b = f(\varphi)$  стремится к насыщению, что связано с малой концентрацией калия в пленке. Последние являются основными центрами связывания молекул воды. С увеличением содержания  $K_2O$  в  $Fe_2O_3$  расширяется линейная область зависимости  $R_b = f(\varphi)$ . Одновременно наблюдается некоторое уменьшение влажочувствительности в области низких влажностей. Для обеспечения высокой влажочувствительности, быстродействия и линейности в широкой области влажности наиболее оптимальными являются пленки  $Fe_2O_3$  с содержанием 10 вес.%  $K_2O$ , которые исследовались более подробно. Сопротивление сенсора изменяется более чем на три порядка в диапазоне относительной влажности 12-97,5%. Время 90% -ного отклика и восстановления составляет в среднем 10 и 15 с, соответственно. Разброс по влажочувствительности для 12 исследованных сенсоров, изготовленных в одном технологическом цикле, в среднем в диапазоне измеряемой влажности составлял не более  $\pm 20$  % от усредненного значения, что соответствует изменению относительной влажности на  $\pm 2$ %. Гистерезис калибровочных кривых  $R_b = f(\varphi)$  проверялся по измерению сопротивления сенсоров при дискретном изменении относительной влажности в камере по следующей последовательности: 85%  $\rightarrow$  75,7%  $\rightarrow$  59,4%  $\rightarrow$  33%  $\rightarrow$  59,4%  $\rightarrow$  75,7%  $\rightarrow$  85%. Гистерезис определялся как разность сопротивлений сенсоров, измеренных при одной и той же относительной влажности (приведенных к относительной влажности). В среднем для 12 исследованных сенсоров гистерезис не превышал 2 % относительной влажности (для отдельных образцов  $\sim 1$  %). Временная стабильность проверялась по измерению дрейфа величины сопротивления сенсоров в течение 1 месяца при относительной влажности 75,7 %. На рис.2 приведена типичная временная зависимость сопротивления сенсоров влажности на основе  $Fe_2O_3$  с содержанием 10 вес.%  $K_2O$ . В среднем для 12 исследованных образцов изменение сопротивления сенсоров в течение 1 месяца при относительной влажности 75,7 % не превышало 30%, что соответствует изменению влажности на  $\sim 3$ %. Скорость дрейфа в среднем не превышала 0,1 % относительной влажности в день, причем основной

дрейф наблюдался в первые несколько дней (рис.2).

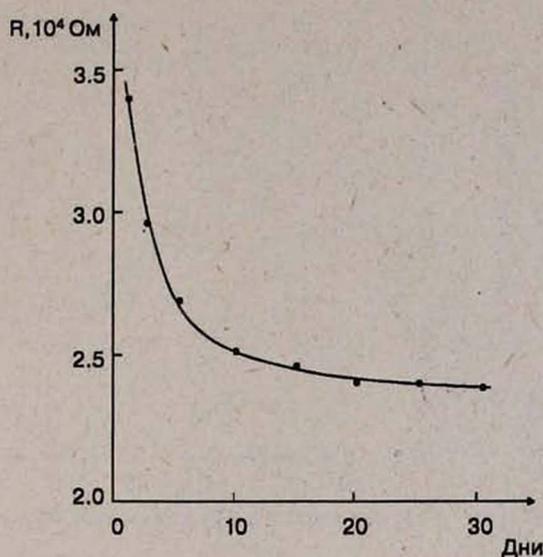
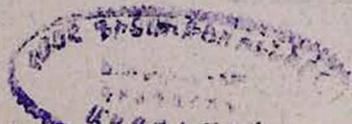


Рис.2. Временная стабильность сопротивления сенсоров влажности на основе пленок  $Fe_2O_3$  с содержанием 10 вес.%  $K_2O$  при относительной влажности 75,7%.

Аналогичным испытаниям подвергались также сенсоры влажности на основе пленок  $CaSiO_3$  и  $NaBiTi_2O_6$  в количестве 8 шт. и 15 шт., соответственно. Типичные ( усредненные по количеству сенсоров ) экспериментальные зависимости изменения сопротивления по постоянному току и импеданса на частоте 1 кГц сенсоров на основе пленок  $CaSiO_3$  и  $NaBiTi_2O_6$  от относительной влажности приведены на рис.3 и 4. Там же для сравнения приведена зависимость  $R_b = f(\varphi)$  для керамических сенсоров на основе  $NaBiTi_2O_6$ . Пологие участки на кривых  $Z = f(\varphi)$  (кажущаяся нечувствительность сенсоров в области относительной влажности менее 20-30%) обусловлены конструктивными особенностями сенсоров (шунтированием емкостной составляющей импеданса сенсоров) [7], что подтверждается измерениями зависимостей  $R_b = f(\varphi)$  тех же сенсоров на постоянном токе, а также измерениями влажочувствительных характеристик гребенчатой электродной структуры на ситалловой подложке без влажочувствительной пленки ( рис.4 ).



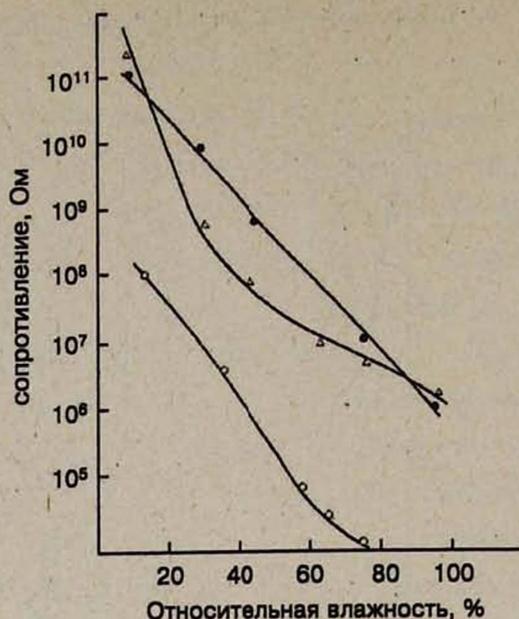


Рис.3. Влажочувствительные характеристики пленок  $NaBiTi_2O_6(2)$  (•),  $CaSiO_3$  (Δ) и керамики  $NaBiTi_2O_6$  (◦).

Из рис.1, 3 и 4 следует, что с увеличением влажности сопротивление всех сенсоров уменьшается, что характерно для сенсоров влажности ионного типа [4,5]. В области низких влажностей (менее 30%) пленки  $CaSiO_3$  обладают большей чувствительностью, чем пленки  $NaBiTi_2O_6$ . При больших влажностях (более 75%) влажочувствительность уменьшается с увеличением влажности для всех исследованных сенсоров, как для пленочных, так и керамических. Вид зависимостей  $R_b = f(\varphi)$  для сенсоров на основе пленок  $NaBiTi_2O_6(2)$  и на основе керамики  $NaBiTi_2O_6$  практически не отличается, но они параллельно смещены друг относительно друга по оси сопротивления, что обусловлено разной величиной их начального сопротивления.

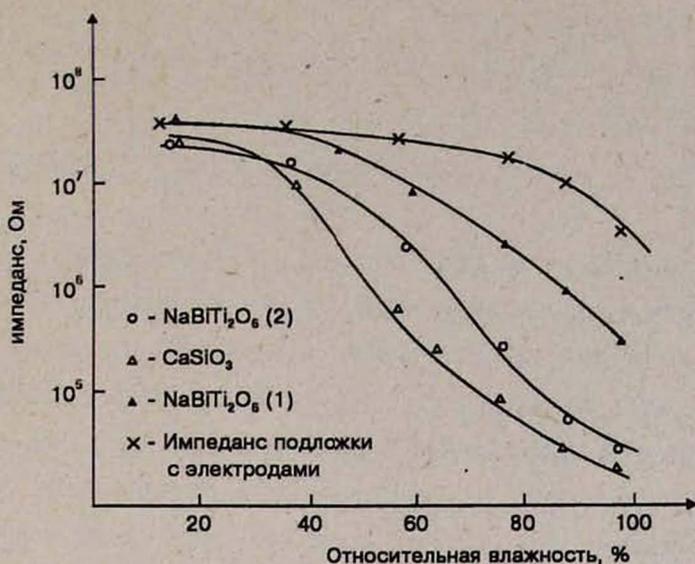


Рис.4. Зависимость импеданса на частоте 1 кГц тонкопленочных сенсоров от влажности.

Влагочувствительность пленок, охлажденных в воздухе сразу после напыления ( $\text{NaBiTi}_2\text{O}_6$  (2)), намного превышает влагочувствительность пленок ( $\text{NaBiTi}_2\text{O}_6$  (1)), охлажденных в герметичной камере установки электронно-лучевого испарения. В исследованном диапазоне относительной влажности 12-97% сопротивление сенсоров на основе пленок  $\text{CaSiO}_3$  и  $\text{NaBiTi}_2\text{O}_6$  на постоянном токе изменяется более чем на пять порядков. Для керамики  $\text{NaBiTi}_2\text{O}_6$  изменение сопротивления в диапазоне относительной влажности 12-76 % составляет 3 порядка. Время 90%-ного отклика сенсоров на основе пленок  $\text{CaSiO}_3$  и  $\text{NaBiTi}_2\text{O}_6$  составляло не более 5 с и 10 с, соответственно. Гистерезис не превышал 3% относительной влажности для сенсоров на основе пленок  $\text{CaSiO}_3$  и 2% относительной влажности (для отдельных образцов - 1%) для сенсоров на основе  $\text{NaBiTi}_2\text{O}_6$ (2). В среднем для 15 исследованных сенсоров на основе  $\text{NaBiTi}_2\text{O}_6$ (2) изменение сопротивления сенсоров в течение 1 месяца при относительной влажности 75,7 % не превышало 20%, что соответствует изменению относительной влажности на 2 %.

4. Анализируя полученные экспериментальные результаты можно отметить следующие особенности характеристик исследованных

пленочных сенсоров влажности:

а) большое отличие влагочувствительности пленок  $NaBiTi_2O_6(1)$  и  $NaBiTi_2O_6(2)$ ;

б) пологие участки зависимостей  $Z = f(\varphi)$  в области низких влажностей.

В керамических сенсорах ионного типа уменьшение полного сопротивления чувствительного элемента при увеличении относительной влажности обусловлено физической адсорбцией и конденсацией в микрокапиллярах молекул воды [5]. Адсорбция воды на поверхности окисла начинается с образования тонкого гидроксильного слоя, химически связанного с окислом, на котором затем продолжается физическая адсорбция молекул воды. В образовавшемся втором слое молекула воды дипольно связана с двумя гидроксильными группами первого слоя и поэтому жестко "привязана" к поверхности. В последующих же слоях молекулы воды имеют слабые связи с окружающими слоями и могут свободно двигаться, обуславливая протонную проводимость. Большое влияние на влагочувствительные характеристики сенсоров на основе оксидов имеет пористость влагочувствительного материала [8]. Наличие пор приводит к специфической конденсации воды в порах – процессу, который теоретически описывается известным уравнением Кельвина. Капиллярная конденсация особенно значительна при высокой влажности (более 40 %). В сенсорах влажности ионного типа два процесса – физическая адсорбция и конденсация в порах – определяют изменение величины электрического импеданса чувствительного элемента.

Применение указанной модели влагочувствительности керамических сенсоров позволяет сделать предположение о причинах существенного отличия влагочувствительности сенсоров на основе пленок  $NaBiTi_2O_6(1)$  и  $NaBiTi_2O_6(2)$ , изготовленных в одних и тех же технологических режимах. Как уже отмечалось, пленки  $NaBiTi_2O_6(1)$  после напыления охлаждались в герметичной камере установки, а пленки  $NaBiTi_2O_6(2)$  – в воздухе. Быстрое охлаждение в воздухе может быть причиной возникновения пор различных размеров и микротрещин и, следовательно, увеличения пористости пленок  $NaBiTi_2O_6(2)$ , что в свою очередь,

возможно, приводит к увеличению их влажочувствительности. Другой возможной причиной большей влажочувствительности пленок  $NaBiTi_2O_6$  (2) может являться уменьшение кислородных вакансий (сенситизирующая роль кислорода в оксидах хорошо известна) при охлаждении в воздухе.

Сравнительный анализ параметров сенсоров влажности на основе различных материалов показывает перспективность создания микроэлектронных сенсоров влажности на основе тонких пленок  $Fe_2O_3 \cdot K_2O$ ,  $CaSiO_3$  и  $NaBiTi_2O_6$ . Они обладают высокой чувствительностью в достаточно широком диапазоне относительной влажности, малой инерционностью, малым значением гистерезиса. Недостатком сенсоров на основе пленок  $CaSiO_3$  и  $NaBiTi_2O_6$  является высокое сопротивление по постоянному току ( $\sim 10^{10} - 10^{11}$  Ом) при низкой относительной влажности (менее 10 %), что приводит к сложности измерения. Этот недостаток может быть устранен при работе сенсоров на переменном токе. При этом исключаются также поляризационные явления, имеющие место при измерении на постоянном токе. Однако для получения высокой влажочувствительности также в области низкой влажности необходимо оптимизировать конструкцию сенсора с гребенчатыми электродами.

Из рис.4 следует, что импеданс сенсоров на частоте 1 кГц в области относительной влажности менее 20–30 % сравним с импедансом гребенчатой электродной структуры. Измерения, проведенные на постоянном и переменном токе, а также частотная зависимость импеданса сенсоров показывает, что для оксидных пленочных сенсоров в области относительной влажности 20–97% влажочувствительные свойства сенсоров определяются изменением емкости от влажности. Изменение активного сопротивления от относительной влажности намного больше (изменение составляет 4–5 порядков), чем изменение емкости (2–3 порядка), однако активное сопротивление сенсоров на несколько порядков превышает реактивное составляющее импеданса в указанном диапазоне относительной влажности, и последнее шунтирует импеданс сенсора при низких влажностях.

5. Для оптимизации конструктивных параметров тонкопленочных

высокоимпедансных сенсоров с целью расширения рабочего диапазона относительной влажности в сторону низких влажностей приведем расчет емкости гребенчатой структуры с влагочувствительным слоем, элементарная ячейка которой и ее эквивалентная схема представлены на рис.5.

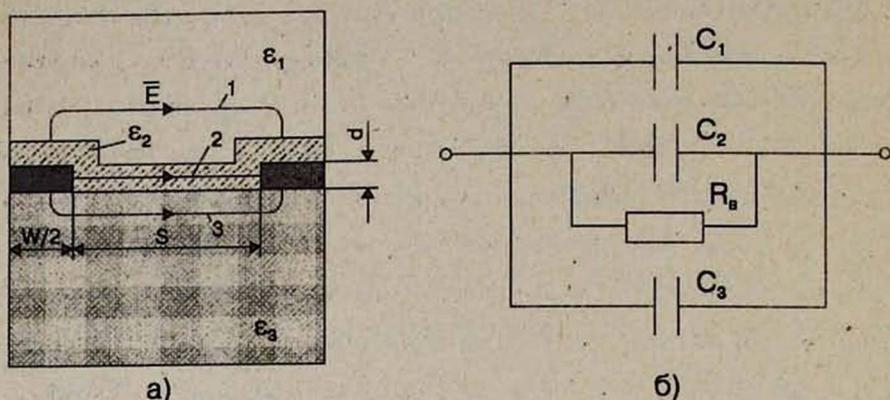


Рис.5. Элементарная ячейка гребенчатой структуры (а) и ее эквивалентная схема (б). Обозначения приведены в тексте.

Емкость гребенчатой структуры определяется выражением [9]

$$C_{Гр} = C_{я} (N - 1) L, \quad (1)$$

где  $C_{я}$  – погонная емкость элементарной ячейки гребенчатой структуры;  $N$  – количество гребенок;  $L$  – длина электродов. Для учета влияния емкости подложки и окружающего пространства выделим три группы силовых линий электрического поля в гребенчатом слоистом конденсаторе (рис.5): 1 – силовые линии, замыкающиеся через окружающую среду с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_1$ ; 2 – силовые линии, замыкающиеся через влагочувствительный слой с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_2$ ; 3 – силовые линии, замыкающиеся через подложку с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_3$ . Тогда в первом приближении емкость слоистого конденсатора можно представить в виде трех параллельно соединенных емкостей:

$$C_{я} = C_1 + C_{в} + C_3. \quad (2)$$

В отсутствие краевых эффектов сумма емкостей  $(C_1 + C_3)$  определяется

выражением [9]

$$C_1 + C_3 = \frac{\epsilon_1 + \epsilon_3}{2} \cdot \frac{K(k')}{K(k)}, \quad (3)$$

где  $K(k)$  и  $K(k')$  – связанные полные эллиптические интегралы первого рода;  $k = S / (S + W)$  и  $k' = \sqrt{1 - k^2}$  – дополнительные модули;  $S$  и  $W$  – межэлектродное расстояние и ширина электродов, соответственно.

Емкость  $C_B$ , обусловленная влагочувствительным слоем, определяется аналогично емкости плоского конденсатора

$$C_B = \epsilon_0 \epsilon_2 d / S, \quad (4)$$

где  $d$  – толщина влагочувствительного слоя, равная толщине металлического электрода.

С учетом (3) и (4) для  $C_{\text{я}}$  получим

$$C_{\text{я}} = \epsilon_0 \left( \frac{\epsilon_1 + \epsilon_3}{2} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} + \epsilon_2 \frac{d}{S} \right). \quad (5)$$

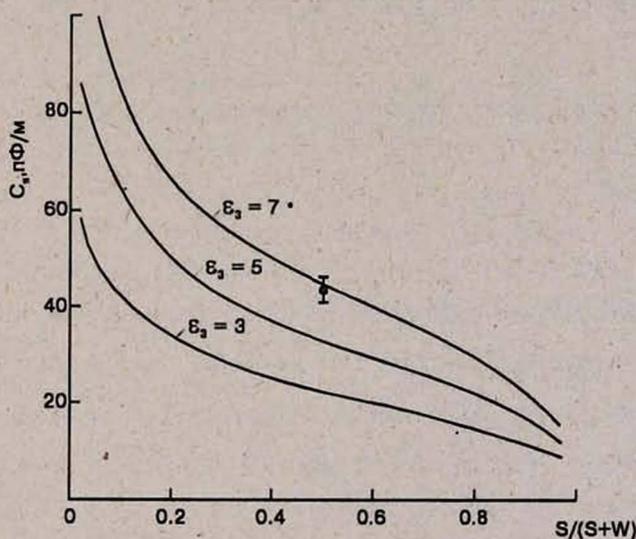


Рис.6. Расчетные зависимости емкости  $C_{\text{я}}$  гребенчатой электродной структуры от соотношения  $S / (S + W)$ .  $\bar{\Gamma}$  – Экспериментальные результаты.

На рис.6 приведены расчетные зависимости погонной емкости гребенчатой структуры без влагочувствительного слоя от величины

соотношения  $S/(S+W)$  для подложек с различной диэлектрической проницаемостью. Полученное из экспериментальных результатов значение  $(C_1 + C_3)$  хорошо совпадает с расчетной величиной при  $S/(S+W) = 0,5$ ,  $\epsilon_3 = 7$  (для ситалла СТ-50-1  $\epsilon_3 = 5-8,5$  [10]). На рис.7 приведена расчетная зависимость погонной емкости  $C_B$  от межэлектродного расстояния (расчеты приведены при  $\epsilon_2 = 50$ ,  $d = 0,3 \text{ мкм}$ ), откуда следует, что емкость влагочувствительного слоя существенно меньше емкости гребенки.

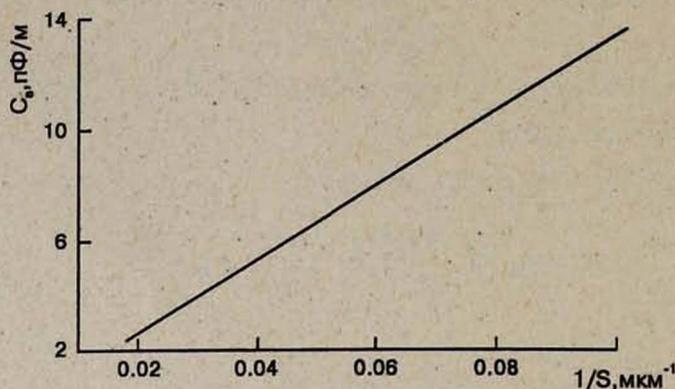


Рис.7. Расчетная зависимость емкости влагочувствительной пленки от межэлектродного расстояния. Расчеты проведены при  $\epsilon_2 = 50$ ,  $d = 0,3 \text{ мкм}$ .

Анализ выражений (1) + (5) показывает, что для расширения рабочего диапазона высокоимпедансных тонкопленочных сенсоров необходимо уменьшить емкость элементарной ячейки  $C_я$  гребенчатой структуры с одновременным увеличением доли  $C_B$  в емкость  $C_я$ , что достигается путем применения подложки с низкой диэлектрической проницаемостью и влагочувствительного материала с высокой диэлектрической проницаемостью, уменьшением межэлектродного расстояния  $S$  с одновременным сохранением величины соотношения  $S/(S+W)$ , уменьшением частоты сигнала.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследованы основные характеристики (влагочувствительность, инерционность, гистерезис, стабильность) сенсоров влажности на основе

тонких пленок  $Fe_2O_3$  с различным содержанием  $K_2O$ , а также на основе пленок  $CaSiO_3$  и  $NaBiTi_2O_6$  - новых материалов для сенсоров влажности. Найден оптимальный состав  $Fe_2O_3(K)$  с точки зрения получения высокой влажочувствительности, быстродействия и линейности в широкой области относительной влажности. Определены критерии для оптимизации конструктивных параметров высокоимпедансных тонкопленочных сенсоров влажности. Сравнительный анализ параметров сенсоров влажности на основе различных материалов показывает перспективность создания микроэлектронных сенсоров влажности на основе тонких пленок  $Fe_2O_3 \cdot K_2O$ ,  $CaSiO_3$  и  $NaBiTi_2O_6$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А.И.Бутурлин, С.А.Крутоверцев, Ю.Д.Чистяков. Зарубежная электронная техника, №9, 3 (1984).
2. А.А.Чернышев, С.А.Крутоверцев, А.И.Бутурлин. Зарубежная электронная техника, №2, 3 (1987).
3. Б.И.Подлепецкий, А.Б.Симаков. Зарубежная электронная техника, №2, 64 (1987).
4. N.Yamazoe, Y.Shimizu. Sensors and Actuators, 10, 64 (1986).
5. H.Arai, T.Seiyama. In: Sensors. A comprehensive survey./ Ed. by W.Gopel et al., 3, 982 (1991).
6. Г.В.Абовян. Разработка и исследование полупроводниковых газочувствительных датчиков на основе висмут- и железосодержащих оксидов. Автореферат диссертации. Ереван, 1990.
7. A.S.Poghossian, H.V.Abovian, V.M.Haroutiunian et al. In: Book of Abstracts "Eurosensor - 6", p.166, San Sebastian, 1992.
8. H.T.Sun, M.T.Wu, P.Li et al. Sensors and Actuators, 19, 61 (1989).
9. W.Olthuis, W.Streekstra, P.Bergveld. In: Technical Digest of the Fifth International Meeting on Chemical Sensors, vol.1, p.328, Rome, 1994.
10. М.Ф.Пономарев. Конструкции и расчет микросхем и микроэлементов ЭВА. М.: Радио и связь, 1982.

#### INVESTIGATIONS OF MICROELECTRONIC HUMIDITY SENSORS MADE OF COMPOSITE OXIDES THIN FILMS

A.S.POGOSSIAN and V.M.AROUTIOUNIAN

Basic characteristics (the moisture sensitivity, lag, hysteresis and stability) of humidity sensors made of  $Fe_2O_3$  thin films with different  $K_2O$  content, as well as  $CaSiO_3$  and  $NaBiTi_2O_6$  films, - new materials for the humidity sensors, are investigated.

A composition  $Fe_2O_3(K)$  is found to be optimal with respect to high moisture sensitivity, speed of response, and a linearity in a wide range of the relative humidity. A mechanism of the moisture-sensitivity of films investigated is discussed. Criteria for the design parameters of the high-impedance humidity sensors are defined with the aim to broadening of the working range of the relative humidity in a side way of low values of the humidity.

ՄԻԿՐՈԷԼԵԿՏՐՈՆԱԹԻՆ ԲԱՐԴ ՕՔՍԻԴՆԵՐԻ ԲԱՐԱԿ  
ԹԱՂԱՆԹՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ ՍՏԵՂԾՎԱԾ ԽՈՆԱՎՈՒԹՅԱՆ  
ՏՎԻՉՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄ

Ա.Ս.ՊՈՂՈՍԵԱՆ, Վ.Մ.ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆԵԱՆ

Հետազոտված են  $K_2O$  տարրեր բաղադրությամբ  $Fe_2O_3$  բարակ թաղանթների.

ինչպես նաև  $CaSiO_3$  և  $NaBiTi_2O_6$  խոնավության տվիչների համար նոր նյութերի հիման վրա ստեղծված խոնավության տվիչների հիմնական բնութագրերը՝ զգայնությունը խոնավության նկատմամբ, իներցիոնությունը, հիստերեզիսը, կայունությունը: Գտնված է բարձր խոնավության նկատմամբ զգայնության, արագագործության և հարաբերական խոնավության լայն տիրույթում զծայնության բարձր արժեքների տեսանկյունից  $Fe_2O_3(K)$ -ի օպտիմալ բաղադրությունը: Բննարկված է հետազոտվող թաղանթների խոնավության նկատմամբ զգայնության մեխանիզմը: Բարձրջերմաստիճանային խոնավության տվիչների պարամետրերի օպտիմիզացիայի համար չափանիշներ են որոշված նրանց հարաբերական խոնավության տիրույթի լայնեցման համար դեպի խոնավության ավելի ցածր արժեքները:

## МАЛОШУМЯЩИЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ ПОНИЖАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С ОДНОНАПРАВЛЕННЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

Р.Г.АКОПЯН, Э.Г.БАГДАСАРЯН

Институт прикладных проблем физики НАН Армении

(Поступила в редакцию 21 октября 1994г.)

Рассматривается параметрический понижающий преобразователь частоты, во входной контур которого включен элемент, обладающий однонаправленным свойством передачи энергии от источника сигнала к параметрическому диоду. Показано, что такое выполнение преобразователя позволяет произвести преобразование частоты вниз с низким уровнем шумов.

Важнейшей характеристикой радиоприемного устройства (РПУ) является чувствительность. Современные РПУ, в особенности СВЧ диапазона, в основном супергетеродинные, то есть содержат понижающие преобразователи частоты (смесители). В настоящее время в основном применяются понижающие преобразователи частоты, выполненные на смесительных диодах с барьером Шоттки, чувствительность которых низка. Низка также чувствительность параметрического понижающего преобразователя частоты. Коэффициент шума этого преобразователя в одноканальном режиме больше 3 дБ [1]. С целью повышения чувствительности РПУ перед преобразователем включают малошумящие усилители.

В современных условиях, когда на вход РПУ попадает большое количество сигналов-помех, различных по частоте и уровню, вплоть до уровня блокирования, не менее важной становится другая характеристика РПУ – помехоустойчивость, которая в значительной мере зависит от линейности входных устройств. В общем случае из-за низкой чувствительности существующих преобразователей требования повышения чувствительности РПУ оказываются противоречивыми. Снижение коэффициента шума с помощью включения перед преобразователем малошумящего усилителя приводит к уменьшению линейности и

помехоустойчивости. Требование линейности и помехоустойчивости приводит к необходимости исключения усилителей перед преобразователем [2]. Тогда повышенные требования по малым шумам и высокой линейности предъявляются к самому преобразователю. Следовательно, разработка малозумящего понижающего преобразователя частоты является актуальной задачей. Решение этой задачи позволит не только создать высокочувствительные РПУ без включения в них входных малозумящих усилителей, но и повысить линейность и помехоустойчивость РПУ.

В работе [3] показано, что возникновение большого уровня шумов при параметрическом преобразовании частоты вниз обусловлено обратным преобразованием сигнала, при устранении влияния которого устанавливается новая закономерность – на нелинейных реактивностях без потерь преобразование колебаний в любую комбинационную частоту происходит без добавления шумов и с усилением [4,5]. Вычисленная закономерность принципиальным образом изменяет ранее существующие представления о параметрическом преобразовании колебаний и позволяет, используя существующую элементарную базу (параметрические диоды), решить задачу создания малозумящих понижающих преобразователей частоты.

При параметрическом преобразовании колебаний влияние обратного преобразования сигнала можно устранить различными способами. В работах [4,5] влияние обратного преобразования устраняется способом модуляции параметра нелинейной реактивности двумя частотами.

В данной статье исследуется параметрический понижающий преобразователь частоты, в котором влияние обратного преобразования сигнала устраняется включением во входной контур элемента, обладающего однонаправленным свойством передачи энергии от источника сигнала к параметрическому диоду. В качестве такого элемента могут быть использованы биполярные, составные транзисторы : т.д. Расчеты преобразователя приводятся для случая включения биполярного транзистора. Функциональная схема преобразователя изображена на рис.1, где  $e_c$  - источник сигнала с частотой  $\omega_1$  и внутрен-

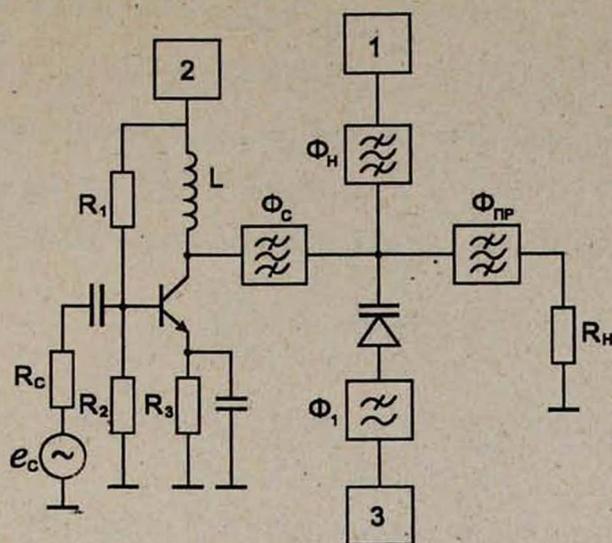


Рис.1. Функциональная схема преобразователя.  $e_c$  - источник сигнала; 1 - генератор накачки; 2,3 - источники питания;  $\Phi_c$ ,  $\Phi_{пр}$ ,  $\Phi_н$  - полоснопропускающие фильтры, настроенные на входную, выходную частоты и на частоту накачки;  $R_H$  - сопротивление нагрузки.

ним сопротивлением  $R_c$ ,  $\Phi_c$ ,  $\Phi_{пр}$  и  $\Phi_н$  - полоснопропускающие фильтры, настроенные на входную  $\omega_1$ , выходную  $\omega_2$  частоты и на частоту накачки  $\omega_н$  ( $\omega_2 = \omega_н - \omega_1$ ); 1 - генератор накачки; 2 и 3 - источники питания, предназначенные для питания транзистора и для установки напряжения смещения на диод;  $R_H$  - сопротивление нагрузки;  $R_1, R_2$  и  $R_3$  предназначены для установки режима работы транзистора. Индуктивность  $L$  служит для компенсации емкостного сопротивления коллекторного перехода. Выходной контур образован фильтром  $\Phi_1$ , диодом, фильтром  $\Phi_{пр}$  и нагрузкой, а входной контур - фильтром нижних частот  $\Phi_1$ , диодом, фильтром  $\Phi_c$  и выходным сопротивлением транзистора  $R_{Т.Вых}$ . Эквивалентная электрическая схема преобразователя изображена на рис.2. Здесь  $h_{11}, h_{12}, h_{21}$  -  $h$ -параметры транзистора;  $R_s$  и  $C_o$  - сопротивление потерь и постоянная составляющая емкости диода;  $I_\delta$  - ток, протекающий через базу транзистора на входной частоте:

$$i_{\delta} = \frac{\dot{E}_1}{R_c + \dot{Z}_{\text{Т Вх}}}, \quad (1)$$

где  $\dot{E}_1$  – э.д.с. источника сигнала;  $\dot{Z}_{\text{Т Вх}}$  – входное сопротивление транзистора. Э.д.с.  $\dot{E}_{1\text{ВН}}$  и  $\dot{E}_{2\text{ВН}}$  источников  $e_{1\text{ВН}}$  и  $e_{2\text{ВН}}$ , вносимые в контур преобразователя, определяются выражениями [5]:

$$\dot{E}_{1\text{ВН}} = I_2 \frac{M}{j\omega_2 c_o}, \quad (2)$$

$$\dot{E}_{2\text{ВН}} = -I_1 \frac{M}{j\omega_1 c_o},$$

где  $I_1$  и  $I_2$  – токи, протекающие через диод на частотах  $\omega_1$  и  $\omega_2$ ;  $M$  – глубина модуляции емкости диода.

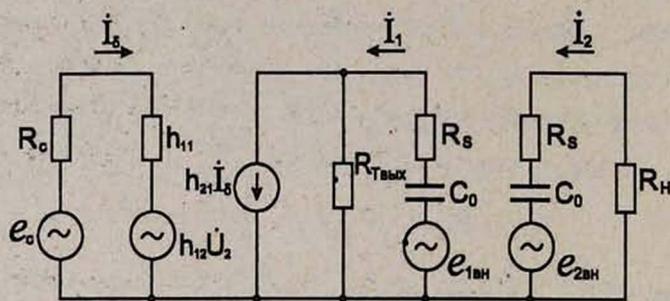


Рис.2. Эквивалентная электрическая схема преобразователя.

Поскольку цепь, состоящая из последовательно соединенных  $C_2$ ,  $\Phi_c$  и диода (рис.2) настроена на входную частоту и ее сопротивление на этой частоте намного меньше, чем выходное сопротивление транзистора, токи  $I_1$  и  $I_2$  равны

$$I_1 = h_{21} \frac{\dot{E}_1}{R_c + \dot{Z}_{\text{Т Вх}}} + I_2 \frac{M}{j\omega_2 c_o Z_1}, \quad (3)$$

$$I_2 = -I_1 \frac{M}{j\omega_1 c_o Z_2},$$

где  $\dot{Z}_1$  и  $\dot{Z}_2$  — сопротивление выходного контура.

Когда контуры настроены ( $\dot{Z}_1 = R_{T \text{ Вых}} + R_s = R_{T \text{ Вых}}$ ;  $\dot{Z}_2 = R_H + R_s$ ) и вход транзистора согласован ( $R_c = R_{T \text{ Вх}}$ , где  $R_{T \text{ Вх}}$  — входное сопротивление транзистора), из (3) следует:

$$\dot{I}_2 = \frac{\frac{M h_{21}}{j \omega_1 c_o 2 R_{T \text{ Вх}}} \dot{E}_1}{R_H + R_s - R_{ВН}} \quad (4)$$

Здесь  $R_{ВН}$  — отрицательное сопротивление, вносимое в выходной контур:

$$R_{ВН} = \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1 \omega_2 (R_{T \text{ Вых}} + R_s)} \approx \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1 \omega_2 R_{T \text{ Вых}}}, \quad (5)$$

где  $\omega_{кр} = \frac{M}{C_o R_s}$  — критическая частота параметрического диода. Мощность

( $P$ ), выделяющаяся в нагрузке на выходной частоте, равна

$$P = \frac{1}{2} I_2^2 R_H = \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2 h_{21}^2 R_H E_1^2}{8 \omega_1^2 R_{T \text{ Вх}} (R_H + R_s)^2 (1 - \alpha)^2} \quad (6)$$

Следовательно, коэффициент усиления равен

$$K = \frac{P}{P_o} = \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2 h_{21}^2 R_H}{\omega_1^2 R_{T \text{ Вх}} (R_H + R_s)^2 (1 - \alpha)^2} \quad (7)$$

где  $P_o = \frac{E_1^2}{8 R_c}$  — номинальная мощность источника сигнала;  $\alpha$  — коэффициент регенерации:

$$\alpha = \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1 \omega_2 (R_{T \text{ Вых}} + R_s) (R_H + R_s)} \approx \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1 \omega_2 R_{T \text{ Вых}} (R_H + R_s)} \quad (8)$$

Источником шумов в преобразователе являются: сопротивление  $R_c$  источника сигнала, транзистор, сопротивление  $R_s$  диода и сопротивление нагрузки. Шумы транзистора и сопротивления преобразуются так, как

преобразуется сигнал. Следовательно, мощность шумов  $P_{\omega}$ , выделяющаяся в нагрузке в результате преобразования этих шумов, равна

$$P'_{\omega} = k\Delta f(T_o + T_{TP})K, \quad (9)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана,  $\Delta f$  – полоса преобразования,  $T_o$  и  $T_{TP}$  – эффективные шумовые температуры сопротивления  $R_c$  и транзистора;  $K$  – коэффициент усиления преобразователя.

Шумы сопротивления  $R_s$  на входной частоте замыкаются через входной контур и создают в этом контуре шумовой ток  $i_{ш1}$ , среднееквадратичное значение которого равно

$$\overline{i^2}_{ш1} = \frac{4kT_s R_s \Delta f}{Z_1^2} \quad (10)$$

где  $T_s$  – эффективная шумовая температура  $R_s$ . Ток  $i_{ш1}$ , протекая через диод, создает в выходном контуре шумовую э.д.с., среднееквадратичное значение которой согласно (2) определяется выражением

$$\overline{e^2}_{ВН} = 4kT_s R_s \Delta f \frac{\omega_{кр}^2 R_s^2}{\omega_1^2 Z_1^2}. \quad (11)$$

Мощность шумов  $P''_{ш}$ , выделяющаяся на нагрузку в результате преобразования и усиления шумов сопротивлений  $R_s$  и  $R_H$  равна

$$P''_{ш} = \frac{\overline{e^2}_{ВН} + \overline{e^2}_s + \overline{e^2}_H}{Z_2^2(1-\alpha)^2} R_H, \quad (12)$$

где  $\overline{e^2}_s$  и  $\overline{e^2}_H$  – э.д.с. шумов сопротивлений  $R_s$  и  $R_H$  на выходной частоте:

$$\begin{aligned} \overline{e^2}_s &= 4kT_s R_s \Delta f, \\ \overline{e^2}_H &= 4kT_H R_H \Delta f, \end{aligned} \quad (13)$$

где  $T_H$  – эффективная шумовая температура нагрузки.

Мощность шумов  $P_{ш.и.}$ , которая выделялась бы на нагрузке, если преобразователь был бы нешумящим, равна

$$P_{ш.и.} = kT_o \Delta f K. \quad (14)$$

Коэффициент шума преобразователя, когда он согласован по входу ( $R_c = R_{ТВХ}$ ), равен

$$F = \frac{P'_{ш} + P''_{ш}}{P_{ш.и.}} = 1 + \frac{T_{тп}}{T_o} + \frac{4}{h_{21}^2} \left[ \frac{R_s R_{твх}}{Z_1^2} + \frac{\omega_1^2}{\omega_{кр}^2} \cdot \frac{R_{твх}}{R_s} \left( 1 + \frac{T_H}{T_s} \cdot \frac{R_H}{R_s} \right) \right] \cdot \frac{T_s}{T_o} \quad (15)$$

Следовательно, эффективная шумовая температура преобразователя, когда контуры настроены, равна

$$T = (F - 1)T_o = T_{тп} + \frac{4}{h_{21}^2} \left[ \frac{R_s R_{твх}}{Z_1^2} + \frac{\omega_1^2}{\omega_{кр}^2} \cdot \frac{R_{твх}}{R_s} \left( 1 + \frac{T_H}{T_s} \cdot \frac{R_H}{R_s} \right) \right] T_s \quad (16)$$

Из (8) следует, что в зависимости от величины выходного сопротивления транзистора ( $R_{твх}$ ) преобразование может происходить или в режиме устранения влияния обратного преобразования сигнала ( $\alpha = 0$ ), или в регенеративном режиме ( $\alpha > 0$ ). Исследуем эти режимы в отдельности.

Режим устранения влияния обратного преобразования сигнала устанавливается при применении элемента, обладающего идеальным однонаправленным свойством передачи энергии от источника сигнала к параметрическому диоду ( $R_{твх} \rightarrow \infty$ ). Из (7) следует, что при этом коэффициент усиления определяется выражением

$$K = \frac{Q_1^2 h_{21}^2 R_s p_H}{R_{твх} (1 + p_H)^2} \quad (17)$$

где  $Q_1 = \frac{\omega_{кр}}{\omega_1}$  — динамическая добротность параметрического диода, а

$p_H = \frac{R_H}{R_s}$  — коэффициент включения преобразователя к нагрузке.

В этом режиме выходное сопротивление преобразователя положительное, так как в выходной контур не вносится отрицательное сопротивление. Следовательно, в режиме устранения влияния обратного преобразования сигнала шумы нагрузки не усиливаются и не вносят вклад в уровень шумов преобразователя. Принимая в (16)  $T_H = 0$ , получим следующее выражение для определения эффективной шумовой температуры преобразователя в этом режиме:

$$T = T_{тп} + \frac{4}{h_{21}^2} \cdot \frac{1}{Q_1^2} \cdot \frac{R_{твх}}{R_s} \cdot T_s \quad (18)$$

Из (18) следует, что эффективная шумовая температура преобразователя не зависит от величины нагрузки ( $R_H$ ). По усилению

оптимальным для преобразователя является случай, когда он согласован по выходу ( $p_H = 1$ ). При этом

$$K = 0,25 Q_1^2 h_{21}^2 \cdot \frac{R_s}{R_{T \text{ Вых}}}, \quad (19)$$

$$T = T_{TP} + \frac{T_s}{K}. \quad (20)$$

Следовательно, при выполнении условия  $Q_1^2 h_{21}^2 \frac{R_s}{R_{T \text{ Вых}}} \gg 1$  преобразование происходит с большим усилением и шумовой температурой, практически равной шумовой температуре однонаправленного элемента.

Регенеративный режим ( $\alpha > 0$ ) устанавливается, когда в качестве однонаправленного элемента используется реальный транзистор, у которого  $R_{T \text{ Вых}} < \infty$ . При этом коэффициент усиления и уровень шумов определяются выражениями (7) и (16). Определив значение  $\omega_{\text{кп}}^2$  из формулы (8) и подставив в выражения (7) и (16), после несложных преобразований с учетом того, что  $R_s \ll R_{T \text{ Вых}}$ ;  $T_H = T_s$ , получим:

$$K = \frac{4\alpha\omega_2 p_H}{(1-\alpha)^2 \omega_1 (1+p_H)} \cdot K_{MT}, \quad (21)$$

$$T = T_{TP} + \frac{\omega_1}{\alpha\omega_2} \cdot \frac{T_s}{K_{MT}}, \quad (22)$$

где  $K_{MT} = 0,25 h_{21}^2 \frac{R_{T \text{ Вых}}}{R_{T \text{ Вх}}}$  — максимальное значение коэффициента усиления транзистора, которое достигается, когда он согласован и по входу, и по выходу.

В предложенном преобразователе транзистор работает не как усиливающий элемент, а служит в качестве нагрузки для обратно преобразованного сигнала, так как нагрузкой для транзистора служит импеданс диода, который в процессе преобразования представляет из себя отрицательное сопротивление. Однако, как это следует из (21) и (22), по усилению и по шумам предложенный преобразователь эквивалентен каскадному соединению транзисторного усилителя, идеально согласованного по выходу, и двухконтурного регенеративного преобразователя, выполненного на параметрическом диоде без потерь. Это

объясняется тем, что включение транзистора во выходной контур преобразователя приводит к уменьшению влияния обратного преобразования сигнала. Действительно, если бы не включили транзистор, то коэффициент регенерации  $\alpha$  и ток  $I_2^*$ , протекающий через нагрузку, на промежуточной частоте определялись бы выражениями [6]

$$I_2^* = \frac{-\frac{M}{j\omega_1 C_D (R_C + R_S)} \cdot E_1}{(R_H + R_S)(1 - \alpha)}, \quad (23)$$

$$\alpha = \frac{\omega_{кр}^2 R_S^2}{\omega_1 \omega_2 (R_C + R_S)(R_H + R_S)}. \quad (24)$$

В предложенном преобразователе коэффициент регенерации определяется выражением (8), а ток  $I_2^*$ , протекающий через нагрузку на промежуточной частоте, выражением (4). Из (8) и (24) следует, что включение транзистора приводит к уменьшению коэффициента регенерации, соответственно и влияние обратного преобразования сигнала в  $\frac{\alpha'}{\alpha} = \frac{R_{Т Вых}}{R_{Т Вх}}$  раз ( $R_C = R_{Т Вх}$ ). При одних и тех же значениях  $R_C$ ,  $R_H$ ,  $\omega_1$  и  $\omega_{кр}$  коэффициент регенерации  $\alpha'$  двухконтурного преобразователя будет равняться коэффициенту регенерации  $\alpha$  предложенного преобразователя в том случае, если на нем преобразование частоты  $\omega_1$  произвести не на  $\omega_2$ , а на  $\omega_2 \frac{R_{Т Вых}}{R_{Т Вх}}$ . Следовательно, если не учитывать шумы транзистора, то преобразование частоты  $\omega_1$  в  $\omega_2$  предложенным преобразователем должно происходить так, как происходит преобразование частоты  $\omega_1$  в  $\omega_2 \frac{R_{Т Вых}}{R_{Т Вх}}$  двухконтурным регенеративным преобразователем. Известно, что коэффициент усиления  $K'$  и эффективная шумовая температура  $T'$  регенеративного преобразователя, выполненного на параметрическом диоде без потерь, при преобразовании частоты  $\omega_1$  в  $\omega_2 \frac{R_{Т Вых}}{R_{Т Вх}}$  определяются выражениями [6]

$$K = \frac{4\alpha\omega_2 R_{T \text{ Вых}}}{(1-\alpha)\omega_1 R_{T \text{ Вх}}}, \quad (25)$$

$$T' = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{R_{T \text{ Вх}}}{R_{T \text{ Вых}}} T_s. \quad (26)$$

Из (23) и (4) следует, что включение транзистора приводит также к увеличению передачи мощности от источника сигнала к диоду в

$$K' = \frac{I_2'^2}{I_2^2} = \frac{h_{21}^2}{4} \text{ раз } (R_s \ll R_c). \text{ Поэтому коэффициент усиления и}$$

эффективная шумовая температура предложенного преобразователя равны  $K = K' \cdot K''$ ;  $T = T_{\text{Тр}} + T' / K'$  и определяются выражениями (21) и (22). Из (21) и (22) следует, что при значениях  $K_{\text{МТ}} \gg \omega_1 / \omega_2$  преобразование происходит с большим усилением и эффективной шумовой температурой, практически равной шумовой температуре транзистора. Следовательно, выбирая малошумящий транзистор с  $K_{\text{МТ}} \gg \omega_1 / \omega_2$ , можно в регенеративном режиме произвести преобразование частоты вниз с низким уровнем шумов и усилением.

Поскольку включение транзистора приводит к уменьшению влияния обратного преобразования сигнала, то представляет также интерес и нерегенеративный режим работы преобразователя.

Нерегенеративный режим устанавливается, когда при преобразовании частоты вниз частота накачки меньше, чем входная частота. В этом режиме коэффициент регенерации отрицательный ( $\alpha < 0$ ), следовательно, выражение для коэффициента усиления можно вывести из (21), изменив знак перед  $\alpha$  на противоположный:

$$K = \frac{4\alpha}{(1+\alpha)^2} \cdot \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot K_{\text{МТ}}. \quad (27)$$

Так как в этом режиме в выходной контур не вносится отрицательное сопротивление, то шумы нагрузки не усиливаются и не вносят вклад в уровень шумов преобразователя. Принимая в (16)  $T_H = 0$ , при значениях  $R_{T \text{ Вых}} \gg R_s$  и  $R_H \gg R_s$  получим

$$T = T_{\text{TP}} + \frac{4\omega_1^2}{\omega_{\text{кр}}^2 h_{21}^2} \cdot \frac{R_{\text{Т Вх}}}{R_s} T_s. \quad (28)$$

Из (27) и (28) следует, что выбирая малошумящий транзистор и параметрический диод с параметрами, удовлетворяющими условию  $\frac{\omega_{\text{кр}}^2 h_{21}^2}{4\omega_1^2} \gg \frac{R_{\text{Т Вх}}}{R_s}$ , можно в нерегенеративном режиме произвести преобразование частоты вниз с низким уровнем шумов и усилением.

Таким образом, включение однонаправленного элемента во входной контур преобразователя позволяет в зависимости от величины выходного сопротивления элемента устранять или уменьшать влияние обратного преобразования сигнала.

При этом преобразование колебаний в сторону уменьшения частоты происходит с усилением и шумовой температурой, практически равной шумовой температуре однонаправленного элемента. Применение в качестве однонаправленного элемента малошумящего транзистора позволяет произвести преобразование частоты вниз с низким уровнем шумов и усилением.

## ЛИТЕРАТУРА

1. А.С.Бердин, П.П.Бобров, В.С.Эткин и др. Полупроводниковые параметрические усилители и преобразователи СВЧ. М., Радио и связь, 1983.
2. Е.Н.Анисимов, Б.А.Асташкевич. Изв. вузов, Радиоэлектроника, 29, №12, 73 (1986).
3. Р.Г.Акопян. Изв. АН Арм. ССР, сер. техн. наук, 36, №5, 38 (1983).
4. Р.Г.Акопян. Радиотехника и электроника, 33, №2, 394 (1988).
5. Р.Г.Акопян. Радиотехника и электроника, 33, №11, 2409 (1988).
6. И.П.Бобров. Параметрические усилители и преобразователи СВЧ. Киев, "Техника", 1969.

# LOW-NOISE PARAMETRICAL DECREASING FREQUENCY- CONVERTER WITH SINGLE DIRECTED ELEMENT

R.G.AKOPIAN and E.G.BAGDASARIAN

Parametrical decreasing frequency-converter is investigated, in entry of wich an element with single directed property is included, which transfers energy from the signal source to parametrical diode. It is shown that such action of the convertor allows to make frequency converting down with low level of noise and inhancement.

ՓՈՔՐ ԱՂՄՈՒԿՆԵՐՈՎ ՀԱԾԱԽԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆԸ ԻՋԵՑՆՈՂ  
ՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ՁԵՎԱՓՈԽԻՉ ՄԻԱԿՈՂՄԱՆԻ ԷԼԵՄԵՆՏՈՎ

Ռ.Գ.ՀԱԿՈՔԻԱՆ, Է.Հ.ԲԱԳԴԱՍԱՐԻԱՆ

Հետազոտված է հաճախակազմությունը իջեցնող պարամետրական ձևափոխիչ, որի մուտքային կոնտուրում միացված է էլեմենտ, որն օժտված է ազդանշանի աղբյուրից դեպի պարամետրական դիոդ էներգիայի միակողմանի հաղորդման հատկությամբ: Ցույց է տրված, որ ձևափոխիչի աղբյուրի իրագործումը հնարավորություն է տալիս կատարել հաճախության ձևափոխում դեպի մերձ, աղմուկների փոքր մակարդակով և ուժեղացմամբ:

## ВЗРЫВОБЕЗОПАСНЫЙ ЯДЕРНЫЙ РЕАКТОР ТИПА ВВЭР, УПРАВЛЯЕМЫЙ УСКОРИТЕЛЕМ

А.Р.ТУМАНЯН

Ереванский физический институт

А.Г.ХУДАВЕРДЯН

Ереванский государственный университет

(Поступила в редакцию 19 июня 1995 г.)

Обсуждаются оптимальные параметры протонного ускорителя для боковой подсветки подкритических реакторов средней мощности, включенных в комплекс атомной станции.

В работе [1], где рассмотрен водо-водяной энергетический реактор с плотностью потока нейтронов  $\varphi \sim 2 \cdot 10^{14}$  н/см<sup>2</sup> сек в подкритическом режиме, управляемый ускорителем с относительно малым током и низкой энергией ( $I = 30$  мА,  $T = 500$  МэВ), было отмечено, что поместив мишень на границе активной зоны при той же энергии пучка, можно несколько уменьшить ток ускорителя. Это связано с тем, что плотность потока нейтронов на границе активной зоны значительно меньше по сравнению с ее центром.

В настоящей работе получены оценки параметров ускорителя в случае боковой подсветки широко используемых реакторов ВВЭР-440 и ВВЭР-1000, мощность которых составляет 440 и 1000 МВт соответственно. В этих реакторах, у которых активная зона имеет цилиндрическую форму с размерами  $\phi 288$  см  $\times$   $H 250$  см и  $\phi 312$  см  $\times$   $H 355$  см [2], плотность потока нейтронов падает от центра к краю с  $5 \cdot 10^{13}$  до  $2,5 \cdot 10^{13}$  н/см<sup>2</sup> сек (ВВЭР-440) и с  $10,7 \cdot 10^{13}$  до  $5,4 \cdot 10^{13}$  н/см<sup>2</sup> сек (ВВЭР-1000).

Место для мишени и коллиматора с размерами  $250 \times 15 \times (26 + R)$  см<sup>3</sup> образуется на краю активной зоны, удалив оттуда соответствующее количество урановых стержней (см. рис.1а). При этом

эффективный коэффициент размножения уменьшается до значения 0,99-0,97 в зависимости от  $R$ .

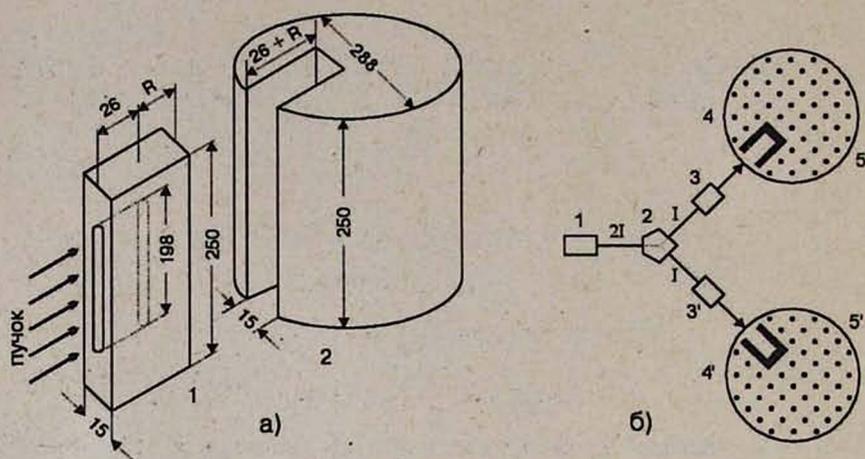


Рис.1. а) Мишень с коллиматором (1), активная зона ВВЭР-440 (2). Размеры даны в см.

б) Система ускоритель - АЭС: 1-ускоритель, 2-сплиттер, 3(3')-линза, 4(4')-мишень, 5(5')-реактор.

Размер мишени по пучку вдоль радиуса активной зоны  $R$  определяется необходимостью полного поглощения ускоренных протонов в зависимости от их энергии (см.таблицу). Ширина и высота мишени (15 см  $\times$  250 см) определяются соответственно отклонениями протонов вследствие их многократного рассеяния в мишени и высотой активной зоны реактора.

Верхняя и нижняя части мишени (по 26 см) также служат для отклонения нейтронов, летящих вверх и вниз.

Размер коллиматора определяется профилем пучка 198 см  $\times$  1 см (см. ниже), а его длина (26 см) – необходимостью отражения нейтронов, летящих в обратном направлении [3].

В работах [4–8] был рассчитан выход нейтронов ( $n$ ) на один протон в зависимости от энергии протонов в области 0,25–3 ГэВ для различных мишеней. Эти результаты в пределах ошибок совпадают между собой.

Для оценок нами были использованы данные работы [7] для урановой мишени (см.таблицу).

Таблица. Длина мишени и параметры ускорителя.

T (МэВ)	R (см)	n [7]	ВВЭР-440			ВВЭР-1000		
			$N_p \cdot 10^{16}$	I (mA)	W (МВт)	$N_p \cdot 10^{16}$	I (mA)	W (МВт)
250	6	6.9	7.16	11.5	8.62	19.2	30	23
470	15	17.3	3.5	5.6	7.9	9.46	15.4	21.3
720	25	28.0	2.61	4.2	9.1	7.04	11.26	24.3
960	35	38.0	2.29	3.7	10	6.17	9.87	26.6
1470	65	54.0	2.34	3.74	16.5	6.15	9.84	43.4

Для восстановления прежнего режима работы реактора при бомбардировке ускоренными протонами необходимо обеспечить выход нейтронов из мишени в активную зону реактора с плотностью потока  $\varphi \cong 2 \cdot 10^{14} \text{ н/см}^2 \text{ сек}$  для ВВЭР-440 и  $5.4 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2 \text{ сек}$  для ВВЭР-1000. При этом нужное количество ускоренных протонов в пучке определяется выражением

$$N = S\varphi / n,$$

где  $S$  – боковая и торцевая поверхность мишени (см. таблицу). Для равномерного облучения мишени по высоте используется дефокусирующая в вертикальной плоскости линза (см. рис.1).

Далее в таблице представлены соответственно ток  $I$  и потребляемая ускорителем мощность  $W$ , если принять его КПД 33%. Из таблицы видно, что при энергии 470 МэВ потребляемая ускорителем от реактора мощность является минимальной и составляет 1,8% для ВВЭР-440 и 2,1% для ВВЭР-1000.

Предложенный способ имеет ряд преимуществ перед традиционным, когда мишень помещается в центре активной зоны реактора по ее оси [1]:

1) Для управления реактором требуются относительно малый ток и энергия пучка ускорителя.

2) Низкий ток и энергия ускорителя облегчают решение вопроса переключения выходного пучка ускорителя для облучения двух и более реакторов, которые входят в систему АЭС, увеличив при этом ток ускорителя соответственно в два и более раза (см. рис.1б).

3) Поскольку в нашем случае мишень облучается расфокусированным по вертикали пучком, то энерговыделение более равномерно распределяется по всему объему мишени.

Если учесть, что около 60% выделенной в мишени мощности пучка переходит в тепловую энергию [4,5], то плотность выделенной энергии не превысит 1 кВт/кг, что заметно меньше плотности энерговыделения в топливе ВВЭР-440 и ВВЭР-1000, которая составляет 32,7 кВт/кг и 45,6 кВт/кг, соответственно [2].

4) При боковой подсветке реактора отпадает необходимость в дорогостоящей системе подводки пучка сверху или снизу к центру активной зоны реактора по ее оси.[1,5-7].

5) Предложенный способ требует значительно меньших конструктивных изменений стандартного реактора по сравнению с вариантом, рассмотренным в работе [1].

6) Каждый из 5-и перечисленных преимуществ в той или иной степени снижает финансовые затраты при осуществлении данного способа по сравнению с первоначальным вариантом.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А.Р.Туманян, А.Г.Худавердян. Изв. НАН Армении, Физика, 29, 58 (1994).
2. В.В.Семенов. Препринт Института атомной энергии им. Курчатова, 1979г., ИАЭ-3104.
3. В.С.Барашенков. Препринт Объединенного Института ядерных исследований, Дубна, 1994, P2-94-56.
4. R.E.Prael, H.Lichtenstein. Preprint of Los-Alamos National Laboratory, 1989, LA-UR-89-3014.
5. G.P.Lawrence. Proceedings of particle accelerator conference, San-Francisco, May 1991, p.2598.
6. F.Carminati et al. CERN Report, 1993, CERN/AT/93-47(ET).
7. Yu.M.Ado et al. Fourth European particle accelerator conference EPAC-94, London, 1994, vol.1, p.267.
8. H.Klein. Proceedings of the 1994 International Linac conference, 1994, Tsukuba, Japan, vol.1, p.322.

EXPLOSION SAFE NUCLEAR REACTORS OF VVER-TYPE  
DRIVEN BY AN ACCELERATOR

A.R.TOUMANIAN, A.G.KHUDAVERDIAN

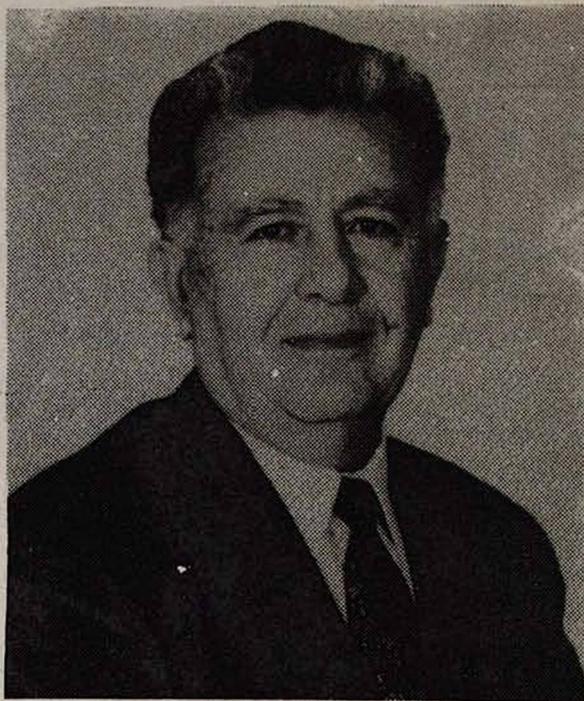
Optimal parameters of a proton accelerator are discussed for lighting from one side of the reactors of the average power operating below criticality and for use in atomic power plants.

ԱՐԱԳԱՑՈՒՑԻՉՈՎ ՂԵԿԱՎԱՐՎՈՂ ՊԱՑԹՑՈՒՆԱԶԵՐԾ ՎՎԷՐ-  
ՏԻՊԻ ՄԻՋՈՒԿԱՑԻՆ ՌԵԱԿՏՈՐՆԵՐ

Ա.Ռ.ԹՈՒՄԱՆԻԱՆ, Ա.Հ.ԽՈՒԴԱՎԵՐԴԻԱՆ

Բննարկվում են պրոտոնային արագացուցիչի օպտիմալ պարամետրերը, որի միջոցով կողքից լուսավորում են ատոմային էլեկտրակայանի ճամակարգի միջին ճգոթային միջուկային ռեակտորները:

*К 60-летию академика Радика Мартиросовича  
Мартиросяна*



1 мая 1996 г. исполнилось 60 лет со дня рождения ректора Ереванского государственного университета, директора Института радиофизики и электроники НАН РА, доктора физико-математических наук, профессора, академика НАН Армении Радика Мартиросовича Мартиросяна. Радик Мартиросович родился в селе Матагис Мардакертского района Нагорного Карабаха в семье рабочего. Окончив школу в родном селе, он переезжает в г.Ереван и в 1958 г. оканчивает ЕГУ по специализации "астрофизика". Начав свою научную работу в Бюраканской астрофизической обсерватории, он, после образования в 1960 г. на базе одного из отделов БАО Института радиофизики и электроники АН Армении, переходит на работу в этот институт. В 1961 г. направляется в аспирантуру Физического института им. П.Лебедева АН СССР (г.Москва), где под научным руководством лауреата Нобелевской премии, академика А.Прохорова начинает работу по созданию широкополосного двухрезонаторного квантового усилителя, который затем, впервые в СССР, был применен при изучении тонкой структуры распределения нейтрального водорода в космическом пространстве. Эти исследования легли в основу диссертации на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук, защищенной Радиком Мартиросовичем в 1964 г.

После возвращения из Москвы Радик Мартиросович продолжил в ИРФЭ научную работу по развитию физических принципов создания малозумящих квантовых усилителей и поиску активных сред, перспективных для этих целей. В ИРФЭ по инициативе директора института акад. Э.Мирзабекяна Радиком Мартиросовичем с сотрудниками

создается лаборатория квантовых усилителей и лаборатория низких температур (в последней впервые в Армении был получен жидкий гелий). Так были положены основы для успешного развития в ИРФЭ низкотемпературных физических исследований. В частности, Радиком Мартиросовичем были проведены исследования релаксационных и спектральных характеристик различных парамагнитных кристаллов, которые, в частности, привели к созданию квантовых усилителей миллиметрового диапазона длин волн. Эти исследования легли в основу защищенной Радиком Мартиросовичем в 1980 г. докторской диссертации. За цикл исследований по физическим основам квантового усиления в миллиметровом диапазоне Радик Мартиросовичу с коллегами в 1989 г. присуждается Государственная премия Украины.

Созданные под руководством Радика Мартиросовича приемные устройства широко использовались при исследованиях космоса, проводимых в рамках различных всесоюзных и международных программ. За участие в работах по освоению космоса Радик Мартиросович в 1988 г. удостоивается звания лауреата Государственной премии Армении, а в 1987 г. — медали Ю.Гагарина.

Радик Мартиросович — автор более чем 160 публикаций. В последние годы особый интерес у него вызывает явление обнаруженного им собственного радиоизлучения высокотемпературных сверхпроводников в миллиметро-вом диапазоне.

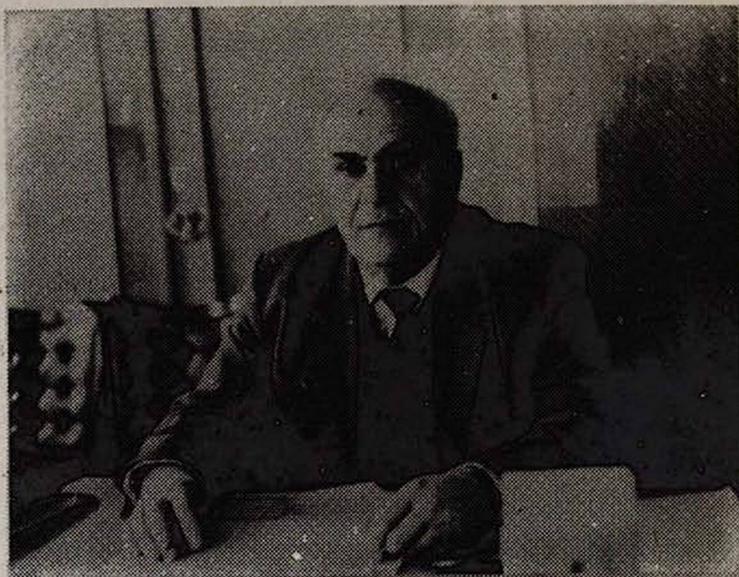
Будучи с 1980 г. директором ИРФЭ Радик Мартиросович способствует развитию в институте и исследований в других областях, установлению тесных научных связей и проведению совместных работ с зарубежными научными центрами, заключению соответствующих договоров, внедрению разработок в народное хозяйство. Под руководством Радика Мартиросовича подготовлен ряд кандидатов наук, в Институте защищены докторские диссертации. Успешно функционировал в ИРФЭ все годы совет по защите диссертаций. Многие годы Радик Мартиросович являлся членом редакционной коллегии нашего журнала, сейчас он главный редактор журнала "Известия НАН Армении. Серия технических наук". Свидетельством большого личного вклада в развитие науки в Армении явилось избрание Радика Мартиросовича в 1986 г. членом-корреспондентом, а в 1990 г. — академиком НАН Армении, а также присвоение ряда правительственных наград.

Придавая огромное значение подготовке кадров, Радик Мартиросович все годы, начиная с 1965 г., преподает в ЕГУ. В 1983 г., им здесь организуется кафедра СВЧ радиофизики, работой которой он руководил до 1988 г. С 1993 г. Радик Мартиросович — ректор ЕГУ. По его инициативе в университете начато проведение ряда реформ в области самоуправления ЕГУ, перехода на многоступенчатую систему образования, повышения уровня учебного процесса и т.д.

Р.М.Мартиросян в свои 60 лет полон сил, замыслов, идей, энергии. Присоединяясь к многочисленным поздравлениям и добрым пожеланиям редколлегия журнала и все физики Армении желают юбиляру крепкого здоровья, новых творческих достижений, больших успехов в организаторской и реформаторской работе, свершения всего задуманного!

Редколлегия

## *К 60-летию академика Эдварда Вардановича Чубаряна*



5-го мая 1996г. исполнилось 60 лет со дня рождения заведующего кафедрой теоретической физики и проректора Ереванского государственного университета, доктора физико-математических наук, профессора, академика НАН Армении Эдварда Вардановича Чубаряна.

Э.В.Чубарян по праву занимает достойное место в ряду хорошо известных в кругах творческой интеллигенции Армении представителей своей фамилии – таких, как юрист Г.Чубарян, журналист Е.Чубарян, скульптор Г.Чубар.

Его личность формировалась под сильным влиянием отца – человека незаурядного, доброжелательного, трудолюбивого и справедливого. Золотая медаль по окончании школы и университетский диплом с отличием, несомненно, являются отражением царившей в семье Чубарянов атмосферы стремления к знаниям. Мастерство и авторитет любимого преподавателя – известного педагога-математика Игнатиоса Маркаровича Аревшатына – сыграли существенную роль в выборе профессии, а научные пристрастия Э.В.Чубаряна возникли в результате плодотворного общения с Учителем – академиком Г.С.Саакяном, признанным авторитетом в одной из актуальных областей космофизики – физики нейтронных звезд.

Многообразна тематика более чем 100 статей Э.В.Чубаряна, опубликованных в ведущих научных журналах – от ядерной физики до абстрактных проблем современной теории тяготения. В короткой биографической заметке невозможно подробно остановиться на научной деятельности юбиляра, однако, одно перечисление ключевых результатов может дать хорошее представление о весомости его вклада в науку. В кандидатской диссертации (1964г.), которая, помимо прочего, посвящена также изучению свойств вещества в области подъядерных плотностей при низких температурах, обнаружено наличие новой фазы, содержащей,

кроме ядер и электронов, свободные нейтроны, что послужило основой для уточнения уравнения состояния в этой области плотностей. В конце 60-х и начале 70-х годов был предложен метод и найдено приближенное решение одной из актуальных проблем классической теории гравитации – проблемы вращения самогравитирующих объектов. Интересно отметить, что в одной из работ (1969г.), выполненной вслед за открытием пульсаров, было высказано предположение о том, что пульсары – это вращающиеся нейтронные звезды, которое подтверждено в других исследованиях, а сегодня является общепризнанным. В этот же период в широком диапазоне плотностей была найдена такая важная характеристика вращающихся сверхплотных объектов, как релятивистский момент инерции. Все попытки уточнить эти значения были малоэффективны – поправки оказывались незначительными. Тогда же был предложен оригинальный метод исследования динамической устойчивости релятивистских вращающихся самогравитирующих моделей относительно радиальных возмущений и найдены частоты малых колебаний белых карликов и нейтронных звезд вблизи состояния устойчивого равновесия. Было обнаружено, что дестабилизирующий эффект релятивизма компенсируется стабилизирующим влиянием вращения. Цикл этих исследований был представлен научной общественности в докторской диссертации (1972г.) Э.В.Чубаряна и удостоился высокой оценки специалистов. Небезынтересно отметить, что эти работы были отмечены весьма престижной в то время премией Ленинского комсомола Армении (1970г.).

Характерным для научной деятельности Э.В.Чубаряна является поиск нового. С этой точки зрения интересны исследования, выполненные в развитие альтернативных к теории Эйнштейна – биметрической теории тяготения Розена и теориях типа Калуцы-Клейна. В частности, фундаментальным является результат о взаимосвязи выбора плоской базовой и римановой метрик, который оказался плодотворным и для сформулированной недавно релятивистской теории тяготения Логунова. Особого внимания заслуживает также найденное Э.В.Чубаряном в рамках теории Розена аналитическое решение аксисиметричной вакуумной задачи.

Э.В.Чубарян является научным консультантом и руководителем 3-х докторских и 7-и кандидатских диссертаций. Сегодня можно смело утверждать, что Э.В.Чубарян является достойным преемником своего Учителя, основателя нового научного направления, академика Г.С.Саакяна.

Многогранна деятельность Э.В.Чубаряна и на просветительском поприще: это и многолетняя работа по организации школьных олимпиад, и участие в создании задачника для абитуриентов, и написанный в соавторстве с Г.С.Саакяном первый в Армении учебник по теоретической физике – “Квантовая механика”. За все это он был удостоен почетной медали имени Хачатура Абовяна.

60 лет – немалый срок, сделано многое, но Э.В.Чубарян не из тех, кто доживает свой век, почивая на лаврах прошлого, и поэтому пожелаем ему крепкого здоровья, благополучия и новых творческих успехов.

Редколлегия

## Вниманию авторов!

В связи с тем, что наш журнал издается одновременно как на русском, так и на английском языках (издательством "Аллертон Пресс", США), то для ускорения публикации просим всех авторов статей представлять свои работы на обоих языках. При этом желательно, чтобы статьи были записаны также на дискетах, в версии Microsoft Word 6.0 for Windows.

Редакция также просит авторов при оформлении статей строго придерживаться правил, которые регулярно печатаются в нашем журнале. Рекомендуются использовать в них только латинские и греческие буквы, так как предполагается непосредственное использование рисунков и формул русского варианта статьи в английской версии журнала. За более подробной информацией следует обращаться в редакцию.

Редколлегия

## ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

Գ.Ա.Ջելրանյան, Գ.Յուկրյուչկյան. Փուլային մոդուլյացիան կապված օպտիկական ալիքատարներում .....	91
Ա.Ս.Պողոսյան, Վ.Մ.Հարությունյան. Միկրոէլեկտրոնային բարդ օքսիդների բարակ թաղանթների հիման վրա ստեղծված խոնավության տվիչների հետազոտում .....	100
Ռ.Գ.Հակոբյան, Է.Հ.Բաղդասարյան. Փոքր աղմուկներով հաճախակա-նությունը իջեցնող պարամետրական ձևափոխիչ միակողմանի էլեմենտով .....	115
Ա.Ռ.Թումանյան, Ա.Հ.Խուդավերդյան. Արգացուցիչով դեկավարվող պայթյունազերծ ՎՎԷՌ-տիպի միջուկային ռեակտորներ .....	127
Ակադեմիկոս Ռադիկ Մարտիրոսի Մարտիրոսյանի 60-ամյա հոբելյանը .....	132
Ակադեմիկոս Էդվարդ Վարդանի Չուբարյանի 60-ամյա հոբելյանը .....	134

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Г.А.Джейрамян, Г.Ю.Крючкян.</b> Фазовая модуляция в связанных оптических волноводах .....	91
<b>А.С.Погосян, В.М.Арутюнян.</b> Исследование микроэлектронных сенсоров влажности на основе тонких пленок сложных окислов .....	100
<b>Р.Г.Акопян, Э.Г.Багдасарян.</b> Малошумящий параметрический понижающий преобразователь частоты с однонаправленным элементом .....	115
<b>А.Р.Туманян, А.Г.Худавердян.</b> Взрывобезопасный ядерный реактор типа ВВЭР, управляемый ускорителем .....	127
К 60-летию академика Радика Мартиросовича Мартиросяна.....	132
К 60-летию академика Эдварда Вардановича Чубаряна .....	134

## CONTENTS

<b>G.A.Jeiranian and G.Yu.Kryuchkian.</b> Phase modulation in coupled optical waveguides .....	91
<b>A.S.Pogossian and V.M.Aroutiounian.</b> Investigations of microelectronic humidity sensors made of composite oxides thin films .....	100
<b>R.G.Akopian and E.G.Bagdasarian.</b> Low-noise parametrical decreasing frequency-convertor with single directed element .....	115
<b>A.R.Toumanian and A.G.Khudaverdian.</b> Explosion safe nuclear reactors of VVER-type driven by an accelerator .....	127
60-th anniversary of academician Radik M. Martirosian .....	132
60-th anniversary of academician Edward V. Chubarian .....	134