

# **НАУКА И ОБРАЗОВАНИЕ НА РУБЕЖЕ ТЫСЯЧЕЛЕТИЙ**

Кисловодск  
2018

ББК 72  
Н 34

**Печатается по решению Ученого совета  
Кисловодского гуманитарно-технического института  
и научно-технического совета  
Южного федерального университета**

*Ответственный редактор*  
д.т.н., профессор **А.Р. Гайдук**

*Члены редколлегии:*  
д.т.н., профессор **Г.Г. Червяков**  
д.т.н., профессор **В.И. Финаев**  
к.т.н., доцент **Н.К. Полуянович**

**Н 34** Наука и образование на рубеже тысячелетий: сборник  
научно-исследовательских работ. – Кисловодск, 2018.–206 с.  
ISBN - 978-5-904519-66-7

ISBN - 978-5-904519-66-7

Издается в авторской редакции

ББК 72  
Н 34

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>РАЗДЕЛ I. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ.....</b>	<b>5</b>
<i>Гайдук А.Р., Капустян С.Г., Плаксиенко Е.А.</i> Управление триподом на основе динамической декомпозиции <sup>1</sup> .....	6
<i>Финаев В.И., Султанова М.Э.</i> Модели решения задачи целе-назначения подвижных объектов.....	17
<i>Гайдук А.Р.</i> Алгоритм синтеза САУ по прямым показателям качества методом АКОР <sup>1</sup> .....	27
<i>Гайдук А.Р., Плаксиенко Е.А.</i> Структура и марковские параметры систем управления <sup>1</sup> .....	36
<i>Финаев В.И., Гусаров А.С.</i> Исследование влияния сложности среды на выполнение задачи подвижным объектом.....	42
<i>Заргарян Е.В.</i> Нечеткий контроллер для управления подачей газа по трубопроводам.....	56
<i>Пушнина И.В.</i> Система управления подвижным объектом в условиях неопределенности.....	65
<i>Мельниченко А.С., Килочек А.А.</i> Автоматическое регулирование давления газа в блоке редуцирования.....	74
<i>Гайдук А.Р.</i> К оценке достоверности сигналов датчиков <sup>1</sup> .....	81
<i>Соловьев В.В., Пушнина А.А.</i> Задача синхронизации скоростей электроприводов.....	86
<i>Серов А.А., Шестова Е.А.</i> Методы обработки изображений для распознавания изделий на производстве.....	92
<i>Гайдук А.Р.</i> Метод повышения робастности систем автоматического управления <sup>1</sup> .....	95
<i>Беджашев И.А., Гайдук А.Р.</i> Синтез нелинейного управления для стабилизации перевернутого маятника <sup>1</sup> .....	104
<i>Стадников Р.А., Шестова Е.А.</i> Моделирование отопительной системы на основе аналогового регулятора.....	109
<b>РАЗДЕЛ II. СИСТЕМЫ СВЧ.....</b>	<b>113</b>
<i>Червяков Г.Г., Гончарова О.А.</i> Модуляторы Маха-Цендера для радиооптических применений.....	114
<i>Малышев И.В., Филь К.А., Гончарова О.А.</i> Зависимость эффективной массы носителей от энергии в полупроводниках типа $A^{III}B^V$ .....	131

<b>Червяков Г.Г.</b> Устройства модуляции оптического излучения для радиооптических АФАР.....	138
<b>Осадчий Е.Н.</b> Влияние автосмещения на динамический диапазон усилителей на резонансно-туннельных диодах.....	158
<b>Малышев И.В., Паршина Н.В.</b> Измерение компонент проводимости биологических сред в микроволновом диапазоне.....	163
<b>Малышев И.В., Гончарова О.А.</b> Исследование собственной КВЧ проводимости полупроводников.....	168
<b>РАЗДЕЛ III. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ.....</b>	<b>175</b>
<b>Полуянович Н.К., Огреничев А.В.</b> Разработка системы управления вертикально-осевой ветроэнергетической установки.....	176
<b>Рассоха Д.П., Тибейко И.А.</b> Индуктивный преобразователь малых линейных перемещений.....	184
<b>Пивнев В.В., Севастьянов Н.Д.</b> Разработка системы энергопитания «Умного дома».....	189
<b>Лазарев В.С., Хворост В.И.</b> Сортировка предметов промышленным манипулятором Kawasaki.....	195
<b>Костюков В.А., Маевский А.М., Полуянович Н.К.</b> Концепция построения системы электроснабжения стационарных и мобильных платформ на базе вихревых ветропреобразователей.....	199

# **РАЗДЕЛ I**

## **СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ**

## УПРАВЛЕНИЕ ТРИПОДОМ НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ<sup>1</sup>

**Гайдук А.Р.,**

д.т.н., профессор  
gaiduk\_2003@mail.ru

**Капустян С.Г.,**

д.т.н., с.н.с.

**Плаксиенко Е.А.,**

к.т.н., доцент

**Аннотация.** При решении некоторых задач автоматизации технологических процессов применяются манипуляторы, созданные на основе механизмов параллельной структуры, в том числе и триподов. Задача управления триподом является достаточно сложной, поскольку как объект управления он является многомерным. Поэтому ниже рассматривается синтез системы управления триподом на основе методов динамической декомпозиции и управления по выходу и воздействиям. Предложенный подход значительно упрощает процесс синтеза системы, позволяя осуществить его аналитически. Эффективность предложенного подхода подтверждается результатами компьютерного моделирования.

**Ключевые слова:** трипод, многомерный объект, система управления, динамическая декомпозиция, управление по выходу и воздействиям

**Введение.** При автоматизации многих технологических операций таких, как раскрой и лазерная резка листовых материалов, сборка, сварка и др. требуется обеспечение пространственных поступательных или вращательных движений схвата манипулятора, в котором помещается рабочий инструмент [1, 2]. Для решения этой задачи в последнее время все чаще начинают использоваться механизмы параллельной структуры, к которым относится и трипод [3,4]. Такие манипуляторы обладают лучшей грузоподъемностью, повышенной жесткостью, позволяют достигать более высоких скоростей, ускорений и точности перемещения рабочих инструментов. Например, механизмы параллельной структуры (МПС) на основе пьезоэлектрических актуаторов применяются в оптических системах технического зрения, что позволяет повысить компактность,

---

<sup>1</sup> Статья подготовлена в рамках выполнения работ в ЮФУ по гранту №17-29-07054 Российского фонда фундаментальных исследований

жесткость, быстродействие и точность манипуляторов трехмерных систем стабилизации оптических приборов [5].

Трипод, как механизм параллельной структуры имеет несколько взаимосвязанных, параллельно действующих кинематических звеньев, что приводит к более сложной конструктивной схеме по сравнению с манипуляторами консольной конструкции. Однако соответствующие алгоритмы управления позволяют обеспечить достаточно сложные пространственные движения схвата [2, 6]. Фактически, для управления триподом необходимо создавать многомерную систему автоматического управления (МСАУ), так как трипод, по сути, является многоканальным объектом с взаимосвязанными каналами [7, 8].

В данной работе рассматривается задача построения многомерной системы управления триподом, на основе методов динамической декомпозиции и аналитического синтеза систем с управлением по выходу и воздействиям (АССУВВ) [7, 9]. Это позволяет существенно упростить процесс управления триподом, в особенности, при сетцентрической реализации многомерной системы управления, и более полно учесть особенности автоматизируемых технологических процессов [3, 6, 10]. Основной задачей работы является разработка алгоритмов управления звеньями трипода с целью обеспечения произвольных пространственных траекторий движения схвата, обусловленных целями автоматизируемых процессов.

**Постановка задачи.** Трипод, рассматриваемый в данной работе, конструктивно аналогичен манипулятору, показанному на взятом из работы [1] рис. 1. Трипод имеет основание в виде равнобедренного треугольника. К нему на шарнирах крепятся три основных управляемых звена, концы которых связаны между собой специальным шарнирным узлом. К этому узлу крепится схват с рабочим инструментом (на рис. 1, сегментный нож). Наклон треугольного основания изменяется четвертым вспомогательным звеном.



Рис. 1. Трипод манипулятора

Каждое звено представляет собою пару ходовой винт-гайка, причем при вращении винта электродвигателем постоянного тока изменяется длина звена. При этом схват совершает необходимые технологические движения в пределах рабочей зоны, размеры которой определяются минимальными и максимальными длинами всех 4-х звеньев. Практически, винт-гайка и электродвигатель с усилителем являются исполнительным механизмом соответствующей управляющей подсистемы, а напряжения, подаваемые на входы усилителей указанных исполнительных механизмов, являются управлениями рассматриваемого в данной работе 4-х звенного манипулятора.

Кинематическая схема рассматриваемого трипода и принятые обозначения показаны на рис. 2. С этой схемой совмещена и система координат  $Oxyz$  [1, 4]. Середина стороны  $BC$  треугольного основания  $ABC$  принята за начало системы координат. Ось  $Ox$  направлена вправо, ось  $Oy$  – параллельно продольной оси манипулятора и робота, а ось  $Oz$  – вертикально вверх. Основание  $ABC$  поворачивается вокруг стороны  $BC$  за счет изменения длины  $l_4$  вспомогательного звена. При этом изменяется наклон основания  $ABC$ , т.е. угол  $\varphi$ , также показанный на рис. 2.

Схват с рабочим инструментом крепится в точке  $M$ , поэтому его положение определяется длинами  $l_1, l_2, l_3, l_4$  – соответствующих управляемых звеньев. Обозначим координаты этой точки следующим образом:  $x_M = x_1(t)$ ,  $y_M = x_2(t)$ , и  $z_M = x_3(t)$ . Тогда они будут связаны с длинами  $l_1, l_2, l_3, l_4$  управляемых звеньев следующими формулами:

$$l_1 = \sqrt{x_1^2 + (x_2 + a)^2 + (x_3 - c)^2}, \quad l_2 = \sqrt{(x_1 - b)^2 + x_2^2 + x_3^2}, \quad (1)$$

$$l_3 = \sqrt{(x_1 + b)^2 + x_2^2 + x_3^2}, \quad l_4 = \sqrt{(OK - a)^2 + (c + 0,5z_D)^2}, \quad (2)$$



где  $a = OA \sin \varphi$ ,  $b = OB$ ,  $c = OA \cos \varphi$ ;  $OA$ ,  $OB$ ,  $OK$ ,  $z_D$  – геометрические параметры основания манипулятора и точек его крепления на подвижном основании (рис. 1).

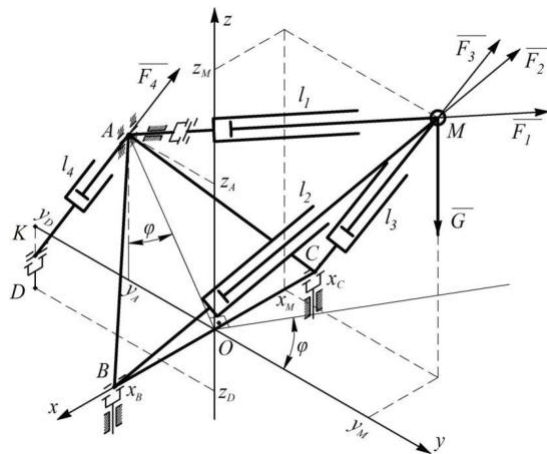


Рис. 2. Кинематическая схема манипулятора-трипода

Математическая модель трипода на основе известных уравнений Лагранжа получена, в частности, в работах [1, 4]. Для её компактной записи введем векторы  $x_I$  и  $x_{II}$  следующим образом  $x_I = [x_1 \ x_2 \ x_3]$ ;  $x_{II} = [x_4 \ x_5 \ x_6] = [\dot{x}_1 \ \dot{x}_2 \ \dot{x}_3]$ , тогда дифференциальные уравнения указанной модели трипода можно записать следующим образом:

$$\dot{x}_I = E x_{II}, \quad \dot{x}_{II} = B(x_I) F + e_3 g, \quad (3)$$

$$\dot{\varphi} = \omega_\varphi, \quad \dot{\omega}_\varphi = v_4 + D_4, \quad (4)$$

$$v_4 = b_2 (z_D + OA \cos \varphi) F_4 + D_4,$$

$$D_4(\varphi) = b_1 (x_2 \cos \varphi + x_3 \sin \varphi) F_1 + b_3 g, \quad (5)$$

где  $E$  и  $e_3$  – единичная  $3 \times 3$ -матрица и её 3-й столбец;  $b_1 = 1/m_A l_1 OA$ ,  $b_2 = \sin \varphi / m_A l_4 OA$ ,  $b_3 = \sin \varphi / OA$ ; вектор  $F = [F_1 \ F_2 \ F_3]^T$ , а  $F_i$  – управляющие усилия в управляемых звеньях трипода, создаваемые его исполнительными механизмами,  $i = \overline{1, 4}$ ; матрица

$$B(x_I) = \begin{bmatrix} \frac{x_1}{ml_1} & \frac{x_1 - x_B}{ml_2} & \frac{x_1 + x_B}{ml_3} \\ \frac{x_2 + d_3}{ml_1} & \frac{x_2}{ml_2} & \frac{x_2}{ml_3} \\ \frac{x_3 - d_5}{ml_1} & \frac{x_3}{ml_2} & \frac{x_3}{ml_3} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Отметим, что в рассматриваемом трипode используются исполнительные механизмы с самотормозящимися парами винт-гайка. Поэтому изменение длины  $l_4$  четвертого звена с целью придания углу  $\varphi$  заданного значения  $\varphi^*$  происходит только при изменении усилия  $F_4$ . Изменения же усилия  $F_1$ , создаваемого винтом первого звена, не вызывает изменения длины  $l_4$  и угла  $\varphi$ , поскольку пары самотормозящие. Однако и усилие  $F_1$ , и ускорение свободного падения  $g$ , приводят к увеличению или уменьшению значения  $F_4$ , требуемого для обеспечения некоторой скорости изменения угла  $\varphi$ .

Необходимые пространственные перемещения рабочего инструмента по некоторой заданной траектории осуществляются путем изменения длин  $l_1$ ,  $l_2$ ,  $l_3$  и  $l_4$  управляющих звеньев. С этой целью соответствующие управляющие подсистемы, формируют напряжения на двигателях указанных выше исполнительных механизмов с учетом ограничений на допустимые изменения указанных длин, которые имеют вид:

$$l_{\min,i} \leq l_i \leq l_{\max,i}, \quad i = \overline{1, 4}. \quad (7)$$

где  $l_{\min,i}$  и  $l_{\max,i}$  – минимально и максимально возможные значения длин управляющих звеньев трипода, которые обусловлены конструкцией последних.

На входы указанных подсистем, подаются задающие воздействия  $g_{li} = g_{li}(t)$ ,  $i = \overline{1, 4}$ , которые описывают необходимые законы изменения длин  $l_1$ ,  $l_2$ ,  $l_3$  и  $l_4$ . В соответствии с выражениями (1) значения этих воздействий  $g_{li} = g_{li}(t)$ ,  $i = \overline{1, 4}$  можно определять координатами  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$  точек заданной траектории движения рабочего инструмента (т.е. координатами точки  $M$ , см. рис. 2).

Таким образом, для решения задачи создания системы управления триподом, прежде всего, необходимо упростить модель (3) – (6) трипода, которая имеет 8-й порядок и достаточно сложна для реше-

ния задачи управления триподом. Затем, найти порядок формирования задающих воздействий  $g_{li} = g_{li}(t)$ ,  $i = \overline{1, 4}$  и синтезировать алгоритмы функционирования управляющих подсистем.

**Преобразование модели трипода.** Для обеспечения сетечен-  
трической реализации МСАУ [10] в данной работе используется  
метод динамической декомпозиции модели трипода (3). По отно-  
шению к этой модели данный метод может быть применен лишь  
при неравном нулю определителе матрицы  $B(x)$ , т.е. при  
 $\det B(x) \neq 0$  [7]. Из (6) следует, что это условие эквивалентно нера-  
венству

$$y_M \cos \varphi + z_M \sin \varphi \neq 0. \quad (8)$$

Неравенство (8), очевидно, всегда может быть обеспечено пу-  
тем соответствующего изменения угла  $\varphi$ , поэтому далее будем счи-  
тать, что оно выполняется. Динамическая декомпозиция системы  
уравнений (3), в частности, обеспечивается, если вектор

$$F = B^{-1}(x) v, \quad (9)$$

где  $v = [v_1 \ v_2 \ \tilde{v}_3]^T$  – новый вектор управлений. При этом суще-  
ствование управления (9) обеспечивается условием (8).

Подставив выражение (9) в уравнение (3) с учетом соотноше-  
ния  $B(x) \times B^{-1}(x) = E$ , получим уравнения

$$\dot{x}_I = E x_{II}, \quad \dot{x}_{II} = E v + e_3 g, \quad (10)$$

Для наглядности полученных векторно-матричных уравнений  
(10) запишем их в переменных состояния

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = v_1, \quad \dot{x}_3 = x_4, \quad \dot{x}_4 = v_2, \quad \dot{x}_5 = x_6, \quad \dot{x}_6 = v_3. \quad (11)$$

где  $v_3 = \tilde{v}_3 + g$ . Далее введем четыре новых вектора состояния  
 $w_1, w_2, w_3, w_4$ , полагая

$$w_1 = [x_1 \ x_2]^T, \quad w_2 = [x_3 \ x_4]^T, \quad w_3 = [x_5 \ x_6]^T, \quad w_4 = [\varphi \ \omega_\varphi]^T. \quad (12)$$

С учетом обозначений (12) уравнения (11) и (4) в векторно-  
матричной форме записываются следующим образом:

$$\dot{w}_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} w_i + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_i, \quad i = \overline{1, 4}. \quad (13)$$

Отметим, что выражения (13) описывают объекты управления соответствующих управляющих подсистем звеньев трипода.

Из выражений (13) следует, что с помощью управления (9) задача управления триподом (рис. 1) 8-го порядка декомпозирована на четыре задачи управления одномерными объектами. Формально, системы управления этими объектами не зависят друг от друга, однако их практическая реализация должна осуществляться с учетом условий (7) и (8), соотношений (1) и (3) и движения точки  $M$  по заданной траектории.

**Формирование задающих воздействий.** Очень часто траектория пространственного движения рабочего инструмента (точки  $M$ , рис. 2) определяется исключительно условиями выполнения той или иной технологической операции. В общем случае эта траектория является некоторой пространственной кривой, начинающейся в начальной точке  $M_0$  и заканчивающейся в точке  $M_1$ . Причем эта кривая выходит из точки  $M_0$  и входит в точку  $M_1$  под некоторыми углами. Для перемещения триподом рабочего инструмента по такой траектории можно применить следующий подход.

Предположим, некоторая пространственная кривая в трехмерном пространстве  $Oxyz$  задана своими проекциями на плоскости  $Ozx$  и  $Ozy$ , т.е. функциями  $z(x)$  и  $z(y)$ . В качестве примера, примем, что эти функции имеют вид:

$$z(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2, \quad z(y) = b_0 + b_1y + b_2y^2, \quad (14)$$

причем

$$z(x_0) = z(y_0) = z_0, \quad z(x_1) = z(y_1) = z_1, \quad z'_x(x_1) = z'_y(x_1) = 0. \quad (15)$$

Выражения (14), (15), очевидно, определяют кривую, которая выходит из точки  $M_0(x_0, y_0, z_0)$  под некоторым углом к плоскости  $Oxy$  и заканчивается в точке  $M_1(x_1, y_1, z_1)$ , входя в неё параллельно плоскости  $Oxy$ . В этом случае коэффициенты  $a_i$  и  $b_i$ ,  $i = \overline{0, 2}$  определяются решением следующих систем алгебраических уравнений:

$$\begin{bmatrix} 1 & x_0 & x_0^2 \\ 1 & x_1 & x_1^2 \\ 0 & 1 & 2x_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_0 \\ z_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} 1 & y_0 & y_0^2 \\ 1 & y_1 & y_1^2 \\ 0 & 1 & 2y_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_0 \\ z_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

т.е. выражениями

$$a_2 = -\frac{z_1 - z_0}{(x_1 - x_0)^2}, \quad a_1 = -2x_1 a_2, \quad a_0 = z_1 - a_2 x_1^2, \quad (17)$$

$$b_2 = -\frac{z_1 - z_0}{(y_1 - y_0)^2}, \quad b_1 = -2y_1 b_2, \quad b_0 = z_1 - b_2 y_1^2. \quad (18)$$

Так как предполагается компьютерная реализация указанных выше подсистем, то переменные  $x$ ,  $y$  и  $z$  можно изменять только дискретно. Переменные  $x$  и  $y$  в равенствах (21) являются независимыми, поэтому их можно изменять, например, в соответствии с выражениями:

$$x_{k+1} = x_k + \Delta_x, \quad y_{k+1} = y_k + \Delta_y, \quad k = \overline{0, N_k - 1}, \quad (19)$$

где  $x_k = x_0 + \Delta_x k$ ,  $y_k = y_0 + \Delta_y k$ , а  $\Delta_x = (x_1 - x_0)/N_k$ ,  $\Delta_y = (y_1 - y_0)/N_k$ . При каждом ступенчатом изменении переменных  $x$  и  $y$  на постоянные величины  $\Delta_x$  и  $\Delta_y$ , переменная  $z$  также получает ступенчатое изменение  $\Delta_z$ , которое, однако, не является постоянной величиной.

Соответствующие значения  $\Delta_z$  можно найти из выражений (14), в которых переменные  $x$  и  $y$  заменены их дискретными значениями. С этой целью положим  $\Delta_{z,k}^x = z(x_{k+1}) - z(x_k)$  или с учетом первого выражения (19):

$$\Delta_{z,k}^x = a_1 \Delta_x + a_2 (x_{k+1}^2 - x_k^2), \quad k = \overline{0, N_k - 1}. \quad (20)$$

Из выражения  $x_k = x_0 + \Delta_x k$  следует, что разность квадратов  $x_{k+1}^2 - x_k^2 = 2x_0 \Delta_x + (2k+1)\Delta_x^2$ . Подставляя это выражение в (20), получим с учетом выражений (19):

$$\Delta_{z,k}^x = a_1 \Delta_x + a_2 [2x_0 \Delta_x + (2k+1)\Delta_x^2]$$

или

$$\Delta_{z,k} = 2 \frac{z_1 - z_0}{N_k^2} (N_k - k - 0,5). \quad (21)$$

Аналогично можно показать, что  $\Delta_{z,k}^y = \Delta_{z,k}^x$ . Поэтому в (21) верхний индекс  $x$  опущен. Таким образом, изменения переменной  $z$  описываются выражением

$$z_{k+1} = z_k + \Delta_{z,k}, \quad (22)$$

аналогичным равенствам (19). Однако  $\Delta_{z,k}$  определяется здесь по

формуле (21).

Таким образом, для формирования задающих воздействий  $g_{li}(t)$ ,  $i = 1, 2, 3$ , достаточно значения переменных  $x_k$ ,  $y_k$ ,  $z_k$ , найденные по (19) и (21), (22) при всех  $k = \overline{0, N_{k-1}}$ , подставить в равенства (1). В результате будем иметь

$$\begin{aligned} g_{l1,k+1} &= \sqrt{x_k^2 + (y_k^2 + a)^2 + (z_k^2 - c)^2}, \quad g_{l2,k+1} = \sqrt{(x_k^2 - b)^2 + y_k^2 + z_k^2}, \\ g_{l3,k+1} &= \sqrt{(x_k^2 + b)^2 + y_k^2 + z_k^2}. \end{aligned} \quad (23)$$

**Алгоритмы управляющих подсистем** звеньев трипода. Задающие воздействия (23), а также при необходимости и  $g_{l4,k+1}$  (4), подаются на входы микроконтроллерных управляющих подсистем, которые были синтезированы методом аналитического синтеза систем с управлением по выходу и воздействиям (АССУВВ). Этот метод подробно изложен в работе [9], поэтому процесс синтеза этих подсистем применительно к объектам управления (13) здесь не приводится. Все четыре исполнительные механизмы трипода идентичны, а их нагрузки мало отличаются друг от друга, поэтому алгоритмы сетцентрических подсистем управления каждым звеном аналогичны и имеют вид:

$$\begin{aligned} v_{i,k+1} &= 0,0171v_{i,k} + 1,1111g_{li,k+1} - 1,0256g_{li,k} - \\ &- 6,3333l_{i,k+1} + 1,2051l_{i,k}, \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad k = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (24)$$

При этом предполагается, что время на измерение и преобразование данных, а также на вычисление текущих значений управлений  $v_{i,k}$  по формулам (24) и (4) по сравнению с периодом квантования по времени  $\Delta_t$  мало, так что им можно пренебречь.

В процессе отработки заданной траектории  $M_0 \rightarrow M_1$ , прежде всего, проверяется выполнение условий (7) и (8). Если эти условия не выполняются, т.е. некоторая точка траектории оказывается вне рабочей зоны трипода при данном значении угла  $\varphi$ , то путем подачи задающего воздействия  $g_{l4,k}$  на вход подсистемы управления длиной  $l_4$  четвертого звена изменяется угол  $\varphi$ , и повторяется процедура проверки условий (7) и (8) при новом значении  $\varphi$ . Этот процесс продолжается до тех пор, пока все точки заданной траектории не будут удовлетворять этим условиям. Затем выполняется расчет управлений  $v_{i,k}$  при  $k = 0$  по формулам (24) при  $i = 1, 2, 3$ . Полученные значения через ЦАП микроконтроллера передаются на усилите-

ли исполнительных механизмов трипода. Через интервал времени  $\Delta_t$  процесс повторяется при  $k = 1, \overline{N_k - 1}$ . Процесс перехода заканчивается при  $t = \Delta_t N_k$ , когда выполняются условия:  $x_{1,N_k} = x_{M1}$ ,  $x_{2,N_k} = y_{M1}$ ,  $x_{3,N_k} = z_{M1}$ , что соответствует положению точки  $M$  трипода в заданном положении  $M_1$ .

**Моделирование.** Оценка эффективности разработанной системы управления триподом проводилась путем моделирования процесса отработки параболической траектории (14) движения схвата из начальной точки  $O_0(x_0, y_0, z_0)$  в конечную точку  $O_1(x_1, y_1, z_1)$ . Все точки заданной траектории удовлетворяли условиям (7) и (8). Моделирование выполнялось в MATLAB. На рис. 3 представлены некоторые результаты моделирования перевода схвата по параболической траектории из точки  $O_0$  с координатами  $x_0 = 5$  см,  $y_0 = 30$  см,  $z_0 = 63$  в точку  $O_1$  с координатами  $x_1 = 25$ ,  $y_1 = 42$ ,  $z_1 = 93$  см.

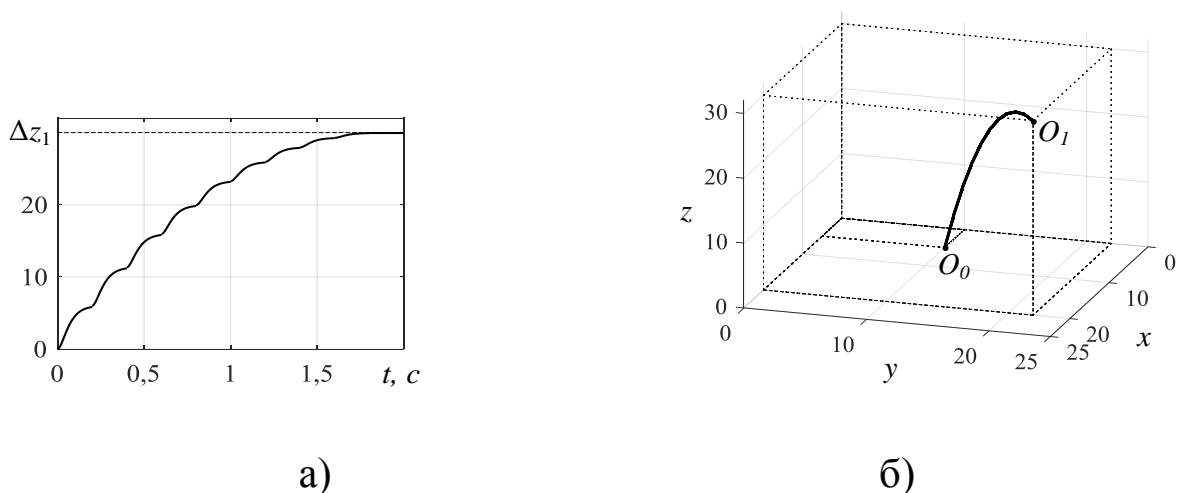


Рис. 3. Отклонения переменной  $z(t)$  и траектория схвата трипода

Для краткости, на рис. 3,а приведены графики изменения только переменной  $z(t)$ . Кроме того, для большей наглядности на рис. 3,а приводятся не сами переменные, а их отклонения от вспомогательной точки  $B$  с координатами  $x_B = 0$ ,  $y_B = 20$ ,  $z_B = 63$  см. Графики изменения отклонений переменных  $x(t)$  и  $y(t)$  имеют аналогичный вид. Таким образом, при моделировании данного случая в формулах (19)  $N_k = 10$ , а  $x_0 = 5$ ,  $y_0 = 10$ ,  $z_0 = 0$ . На рис. 3,б приведена результирующая траектория движения схвата.

Приведенные графики свидетельствуют, что манипулятор на основе трипода под управлением синтезированной в данной работе

системы обеспечивает произвольного вида пространственные перемещения схвата достаточно точно.

**Заключение.** Предложенный в данной работе подход к созданию систем управления пространственными механизмами типа трипода позволяет существенно упростить процесс синтеза таких систем за счет применения метода динамической декомпозиции управления. В рамках этого подхода задача синтеза системы управления триподом, как многомерным объектом, сводится к синтезу законов управления одномерными объектами. Показано, что пространственные траектории движения рабочего инструмента, целесообразно формировать, исходя из необходимых технологических операций.

### Литература:

1. Дяшкин-Титов В.В., Павловский В.Е. Задача оптимального управления перемещением схвата манипулятора-трипода // Известия Нижневолжского агроуниверситетского комплекса. 2014. № 3(36). С.231-236.
2. Несмиянов И.А. Особенности структурного исследования манипуляторов параллельно-последовательной структуры. Современное машиностроение: Наука и образование: материалы 5-й международной научно-практической конференции. Под ред. А.Н. Евграфова и А.А. Поповича. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2016. С. 715-722.
3. Kong X., Gosselin C. Type Synthesis of Parallel Mechanisms. Springer, 2007. 275 p.
4. Герасун В.М., Несмиянов И.А. Системы управления манипуляторами на основе пространственных исполнительных механизмов // Мехатроника, автоматизация, управление. 2010. № 2. С. 24-28.
5. Серебрянный В.В., Бошляков А.А., Овсянкин Г.И. Оптимизация и мультипликация перемещений в механизмах параллельной кинематики. Материалы 10-й Всероссийской мультikonференции (с. Дивноморское, Геленджик, Россия, 11–16 сентября 2017 г.): в 3 т. / [Редкол.: И.А. Каляев (отв. Ред.) и др.]. Т. 2. Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2017. С.51-56.
6. Merlet J.-P. Parallel Robots. Springer, 2006. P.15–79.
7. Колоколова К.В., Гайдук А.Р. Синтез систем автоматического управления неустойчивыми многомерными объектами // Научный вестник НГТУ 2017. № 1(66). С. 26-40.
8. Gossipping C.M., Kong X., Foucault S., Boney I. A fully decoupled 3-dof translational parallel mechanism. Parallel Kinematic Machines International Conference. Chemnitz, Germany. 2004. P. 595-610.
9. Гайдук А.Р., Плаксиенко Е.А. Синтез динамических систем по требуемым показателям качества // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 4. С.7-12.



10. Капустян С.Г. Сетецентрическое управление. Десятая Всероссийская мультikonференция по проблемам управления: Материалы 10-й Всероссийской мультikonференции (с. Дивноморское, Геленджик, Россия, 11–16 сентября 2017 г.): в 3 т. / [Редкол.: И.А. Каляев (отв. ред.) и др.]. Т.2. Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2017. С.51-56.

УДК 681.51

## МОДЕЛИ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ЦЕЛЕНАЗНАЧЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

**Финаев В.И.,**

профессор каф. САУ ЮФУ  
vifinaev@sfedu.ru

**Султанова М.Э.,**

студентка каф. САУ ЮФУ

***Аннотация.** Для решения задачи целеназначения группы подвижных объектов в условиях неопределенности предложено применение четырех видов моделей: модели в виде нечеткого двудольного графа, модели классификации, модели вычисления степени истинности нечеткого правила вывода и ситуационной модели. Приведено формальное задание параметров модели и алгоритмов нечеткого логического вывода.*

***Ключевые слова:** подвижные объекты, параметры, неопределенность, нечеткий логический вывод, модели принятия решений*

**Введение.** Распределения целей среди множества подвижных объектов - мобильных роботов должно выполняться с точки зрения достижения максимального значения целевого функционала. Если не известно количество целей и подвижных объектов (ПО), множество ПО гетерогенно по структуре, то сложность решения задачи целераспределения растёт. Задача распределения целей среди ПО может быть определена разными условиями: при формировании в группе ПО заданного строя; при распределении задач при выполнении многоцелевого задания группой ПО, в условиях антагонистического противодействия одной группы ПО против другой группы и т.п.

Данными исследованиями начали заниматься еще в 50 - 60-х годах прошлого века [1 – 3]. Следует отметить, что до настоящего времени нет общего алгоритма решения данной задачи [4], прежде всего, в силу существенной неопределенности и множественности постановок задач целераспределения.

Подавляющее число алгоритмов, рассмотренных в современной изданиях, связаны с решения задачи целераспределения при однозначном соответствии числа ПО и числа целей. Однако, практика решения задачи целераспределения показывает, что это далеко не так. Подавляющее число известных алгоритмов является эвристическими. Можно сделать вывод об актуальности этой задачи. В данной работе предлагаются алгоритмы решения задачи целераспределения с вербальными параметрами при принятии решений на основе знаний экспертов.

**Постановка задачи.** Задача целеназначения решается, как распределительная задача или задача назначений. Рассматриваем подход к решению задачи назначений с применением нечетких графов [5]. Выполним формализацию исходных данных. Вначале приведем задание нечеткого графа для задачи целераспределения.

Нечеткий граф задан выражением  $\tilde{G} = (X, \tilde{F})$ , где  $X$  – множество вершин  $\tilde{F} = \{ \langle \mu_F \langle x_i, x_j \rangle / \langle x_i, x_j \rangle \rangle \}$ ,  $i, j = \overline{1, n}$  – график. Для решения задачи назначений определим множества  $X$  и  $\tilde{F}$ . Под множеством  $X$  будем понимать  $X = X_1 \times X_2$ ,  $X_1, X_2 \in X$ ,  $X_1 \cup X_2 = X$ ,  $X_1 \cap X_2 = \emptyset$ , где  $X_1 = \{x_1, x_2, \dots, x_m\}$ ,  $|X_1| = m$  – множество ПО красных,  $X_2 = \{x_{m+1}, x_{m+2}, \dots, x_n\}$ ,  $|X_2| = n$  – множество ПО синих. Нечеткий график  $\tilde{F}$  определим из свойств элементов множества  $X$ , которые взяты из параметров ПО красных и синих.

Свойства элементов ПО красных определены множеством  $P_1 = P_1^1, P_1^2, \dots, P_1^m$ , где 1 – индекс принадлежности множеству свойств красных ПО,  $m$  – число элементов ПО красных. Для каждого  $i$ -го ПО красных множество свойств определено выражением  $P_1^i = \{p_{11}^i, p_{12}^i, \dots, p_{1r_i}^i\}$ ,  $i = \overline{1, m}$ . Аналогичным образом определяем множество  $P_2$  свойств ПО синих вида  $P_2 = P_2^1, P_2^2, \dots, P_2^n$ , где 2 – индекс принадлежности к множеству свойств ПО синих,  $n$  – число ПО синих. Для каждого  $j$ -го ПО синих множество свойств определено выражением  $P_2^j = \{p_{21}^j, p_{22}^j, \dots, p_{2r_j}^j\}$ ,  $j = \overline{1, n}$ .

Для задания свойств ПО красных и синих применим характеристики: 1 – степень поражения противника; 2 – скорострельность; 3 – скорость движения; 4 – эффективность работы системы технического зрения; 5 – дальностная характеристика огневого поражения; 6 – положительное влияние инерционности; 7 – защищенность от огневого поражения; 8 – положительное влияние заметности или

уровня маскировки; 9 –информационная защищенность. Каждое из указанных свойств имеет определенные единицы измерений. Свойства могут рассматриваться и как вербальные параметры, заданные на соответствующих базовых множествах. Нечеткое описание параметров претендует на универсальность, т.к. любой четкий параметр рассматривается, как нечеткий с функцией принадлежности, равной единице для одного значения базового множества.

Все параметры задачи назначений рассматриваем как нечеткие, заданные двойкой  $\tilde{p}_k^i = \{ < \mu_{p_k^i}(d_k) / (d_k) > \}$ ,  $d_k \in D_k$   $k = \overline{1, g}$ , где  $D_k$  –базовое множество для определения нечеткого параметра  $\tilde{p}_k^i$ ,  $\mu_{p_k^i}(d_k)$  – функция принадлежности элемента параметра  $d_k$  нечеткому множеству  $\tilde{p}_k^i$ .

**Применение нечеткого двудольного графа.** Пусть ПО красных и синих содержат по четыре элемента. Результаты экспертного задания степеней принадлежности свойств для каждого элемента ПО красных и синих сведены в таблицу 1.

Таблица 1.

### Степени принадлежности

№ свойства	№ ПО красных				№ ПО синих			
	1	2	3	4	1	2	3	4
1 - степень поражения противника	0,7	0,9	0,8	0,95	0,9	0,7	0,8	0,8
2 - скорострельность	0,95	0,7	0,8	0,7	0,7	0,8	0,8	0,7
3 - скорость движения	0,8	0,9	0,9	0,8	0,8	0,8	0,9	0,6
4 - эффективность работы системы технического зрения	0,8	0,9	0,8	0,8	0,8	0,7	0,7	0,8
5 - дальностная характеристика огневого поражения	0,9	0,9	0,8	0,7	0,7	0,8	0,8	0,7
6 - инерционность	0,6	0,7	0,6	0,8	0,6	0,7	0,7	0,6
7 - защищенность от огневого поражения	0,6	0,8	0,7	0,9	0,5	0,7	0,7	0,7
8 - заметность или уровень маскировки	0,7	0,5	0,6	0,6	0,5	0,7	0,8	0,5
9 - информационная защищенность	0,9	0,9	0,8	0,7	0,7	0,6	0,9	0,9

Начальный план задачи целераспределения представлен в виде двудольного графа (см. рис. 1).

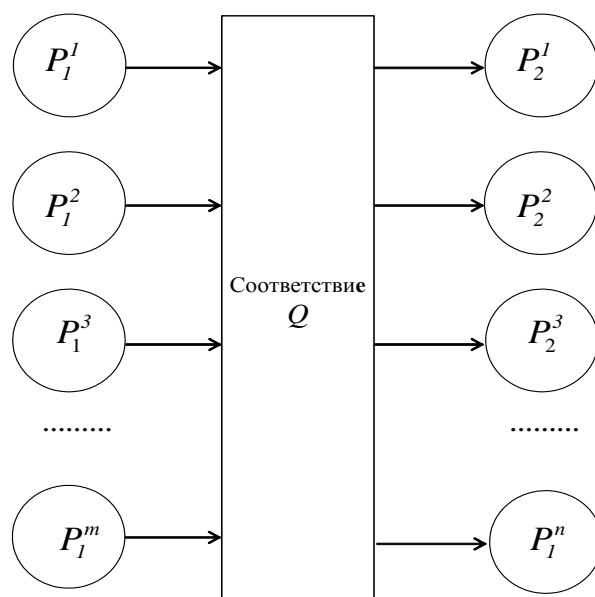


Рис. 1. Начальный план задачи целераспределения

На рис. 1 слева расположены вершины графа, соответствующие номерам ПО красных, а справа на графе – вершины, соответствующие номерам ПО синих. Задача целераспределения – установление соответствия  $q = \langle P_1, P_2, Q \rangle$ , где  $P_1$  – область отправления соответствия,  $P_2$  – область прибытия, а  $Q$  – график соответствия. График соответствия будет иметь вид множества:

$$\begin{aligned}
 Q = \{ & \langle 1_k, 1_c, \mu(1_k, 1_c) \rangle, \langle 1_k, 2_c, \mu(1_k, 2_c) \rangle, \dots, \langle 1_k, n_c, \mu(1_k, n_c) \rangle, \\
 & \langle 2_k, 1_c, \mu(2_k, 1_c) \rangle, \langle 2_k, 2_c, \mu(2_k, 2_c) \rangle, \dots, \langle 2_k, n_c, \mu(2_k, n_c) \rangle, \dots, \\
 & \langle m_k, 1_c, \mu(m_k, 1_c) \rangle, \langle m_k, 2_c, \mu(m_k, 2_c) \rangle, \\
 & \langle m_k, n_c, \mu(m_k, n_c) \rangle \},
 \end{aligned} \tag{1}$$

где  $\mu(i_k, j_c)$  – степень принадлежности (соответствия)  $j$ -го ПО синих  $i$ -му ПО красных в решении задачи целераспределения.

В основе построения графика соответствия  $Q$  находится отношение доминирования (предпочтения) между элементами  $X_1$  множества РТК красных и  $X_2$  множество РТК синих. Это отношение доминирования надо идентифицировать при решении задачи целераспределения. С учетом степеней принадлежности получаем план распределительной задачи целераспределения в виде нечеткого двудольного графа, общий вид которого показан на рис. 2.

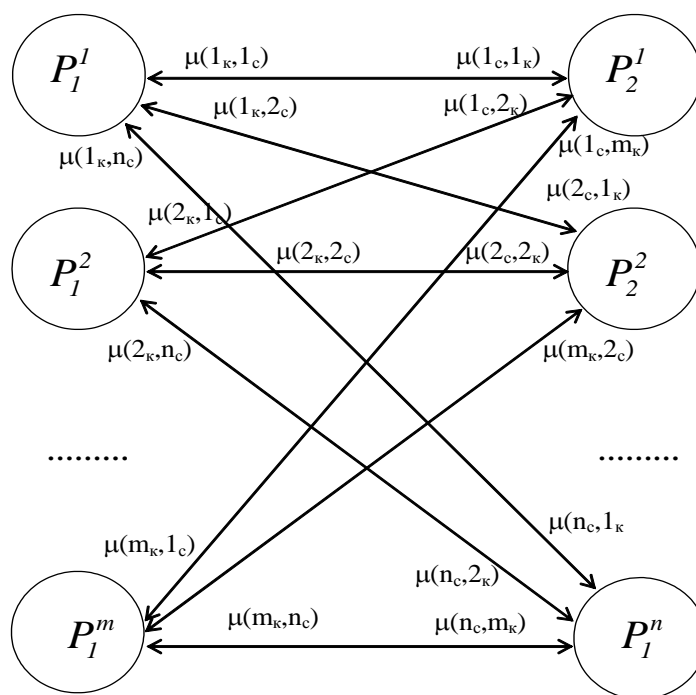


Рис. 2. Интерпретация задачи целераспределения в виде нечеткого двудольного графа

**Определение.** Два нечетких отношения  $\alpha = \{u, \mu_\alpha(u)\}$  и  $\beta = \{u, \mu_\beta(u)\}$  равны, т.е.  $\alpha = \beta$  тогда и только тогда, когда  $\mu_\alpha(u) = \mu_\beta(u)$  для любого  $u \in U$  [6]. Нечеткое отношение  $\alpha$  является нечетким подмножеством нечеткого отношения  $\beta$ , т.е.  $\alpha \subseteq \beta$  ( $\alpha \subset \beta$ ) тогда и только тогда, когда  $\mu_\alpha(u) \leq \mu_\beta(u)$ ; ( $\mu_\alpha(u) < \mu_\beta(u)$ ) для любого  $u \in U$ . Иногда говорят, что  $\beta$  включает в себя (доминирует)  $\alpha$ .

Вычисление степеней нечеткого доминирования и их эвристический анализ даст решение задачи целеназначения.

**Модель классификации.** Рассматриваем каждое из свойств, как лингвистическую переменную (ЛП) с терм-множеством, например, ЛП  $\alpha_2$  – скорострельность имеет терм-множество  $T(\alpha_2) = \{\alpha_2^1$  – низкая скорострельность,  $\alpha_2^2$  – средняя скорострельность,  $\alpha_2^3$  – высокая скорострельность}.

Нечеткие переменные (НП)  $\alpha_2^i$ ,  $i=1,2,3$  определены на базовом множестве « $X_2$  – скорость стрельбы» с единицей измерения «число выстрелов в единицу времени» в виде тройки множеств:

$$\langle \alpha_2^i, X_2, \tilde{C}(\alpha_2^i) \rangle, i=1,2,3, \quad (2)$$

где  $\alpha_2^i$  – наименование  $i$ -й НП,  $\tilde{C}(\alpha_2^i) = \{ \langle \mu_{\tilde{C}(\alpha_2^i)}(x_2) / x_2 \rangle \}$ ,  $x_2 \in X_2$  – нечеткое подмножество в множестве  $X_2$ ,  $\mu_{\tilde{C}(\alpha_2^i)}(x_2)$  – функция при-

надлежности элементов  $x_2 \in X_2$  нечеткому множеству  $\tilde{C}(\alpha_2^i)$ .

Таким же образом могут быть заданы ЛП и НП для определения остальных свойств, что впоследствии дает возможность применения моделей принятия решений для определения назначений ПО синих для элементов красных (или наоборот), как возможный способ решения задачи целераспределения.

Для модели классификации входные переменные – это формализующие свойства ПО красных и синих – НП  $\alpha_i^j$ ,  $i = \overline{1, n}$ ,  $j = \overline{1, k_i}$ ,  $k_i$  – число термов в терм-множестве  $T(\alpha_i)$   $i$ -й ЛП. Нечеткие переменные  $\alpha_i^j$ ,  $i = \overline{1, n}$ ,  $j = \overline{1, k_i}$  заданы на измеримых базовых множествах  $X_i$   $i = \overline{1, n}$ . Выходное множество определено в виде множества принимаемых решений  $H$  относительно целераспределения, т.е. назначения для  $i$ -го ПО красных  $j$ -го ПО синих. Если  $m$  – число элементов ПО красных, а  $n$  – число элементов ПО синих, то мощность множества  $H$  будет равна  $m \times n$ , а само множество  $H$  состоит из двоек  $H = \{ \langle 1, 1 \rangle, \langle 1, 2 \rangle, \langle 1, 3 \rangle, \dots, \langle 1, n \rangle, \langle 2, 1 \rangle, \langle 2, 2 \rangle, \dots, \langle 2, n \rangle, \dots, \langle m, 1 \rangle, \langle m, 2 \rangle, \dots, \langle m, n \rangle \}$ .

Элементы множества  $H$  принимают значения 0 или единица, причем, если элемент  $\langle i, j \rangle$  множества  $H$  равен единицы, то это говорит о том, что  $j$ -й ПО синих является целью для  $i$ -го ПО красных. Если элемент  $\langle i, j \rangle$  множества  $H$  не равен единицы, то  $j$ -й ПО синих не является целью для  $i$ -го ПО красных.

Модель классификации задается множеством

$$(X, \Psi, H), \quad (3)$$

где  $\Psi$  – разбиение  $X$  на нечёткие эталонные классы  $L_j$ , ( $j = \overline{1, |H|}$ ).

Каждое правило принятия решения – нечеткое правило *modus ponens* [7]. Если мощность терм-множества  $T(\alpha_{ik})$  ЛП  $\alpha_{ik}$  для  $i$ -го ПО красных –  $|T(\alpha_{ik})|$ , а мощность терм-множества  $T(\alpha_{jc})$  ЛП  $\alpha_{jc}$  для  $j$ -го ПО синих –  $|T(\alpha_{jc})|$ , то количество правил равно  $|T(\alpha_{1k})| \times |T(\alpha_{2k})| \times \dots \times |T(\alpha_{nk})| \times |T(\alpha_{1c})| \times |T(\alpha_{2c})| \times \dots \times |T(\alpha_{mc})|$ . Построение правил происходит в таблице «ситуация – действие» (см. табл. 2), т.е. строки таблицы – все комбинации НП для ЛП ПО красных и синих, а последний столбец таблицы – решение, заполняемое (определяемое) экспертом.

Таблица соответствия «ситуация – решение»

$\alpha_{1\kappa}$	$\alpha_{2\kappa}$	...	$\alpha_{n\kappa}$	$\alpha_{1c}$	$\alpha_{2c}$	...	$\alpha_{mc}$	$H$
$\alpha_{1\kappa}^1$	$\alpha_{2\kappa}^1$	...	$\alpha_{n\kappa}^1$	$\alpha_{1c}^1$	$\alpha_{2c}^1$	...	$\alpha_{mc}^1$	$\langle i, j \rangle =$
...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\alpha_{1\kappa}^1$	$\alpha_{2\kappa}^1$	...	$\alpha_{n\kappa}^1$	$\alpha_{1c}^1$	$\alpha_{2c}^1$	...	$\alpha_{mc}^{k_m}$	$\langle i, j \rangle =$
...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\alpha_{1\kappa}^1$	$\alpha_{2\kappa}^1$	...	$\alpha_{n\kappa}^1$	$\alpha_{1c}^1$	$\alpha_{2c}^2$	...	$\alpha_{mc}^1$	$\langle i, j \rangle =$
...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\alpha_{1\kappa}^1$	$\alpha_{2\kappa}^1$	...	$\alpha_{n\kappa}^1$	$\alpha_{1c}^1$	$\alpha_{2c}^2$	...	$\alpha_{mc}^{k_m}$	$\langle i, j \rangle =$
...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\alpha_{1\kappa}^1$	$\alpha_{2\kappa}^1$	...	$\alpha_{n\kappa}^1$	$\alpha_{1c}^1$	$\alpha_{2c}^{k_2}$	...	$\alpha_{mc}^1$	$\langle i, j \rangle =$
...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\alpha_{1\kappa}^1$	$\alpha_{2\kappa}^1$	...	$\alpha_{n\kappa}^1$	$\alpha_{1c}^1$	$\alpha_{2c}^{k_2}$	...	$\alpha_{mc}^{k_m}$	$\langle i, j \rangle =$
...	...	...	...	...	...	...	...	...
...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\alpha_{1\kappa}^2$	$\alpha_{2\kappa}^1$	...	$\alpha_{n\kappa}^1$	$\alpha_{1c}^1$	$\alpha_{2c}^1$	...	$\alpha_{mc}^1$	$\langle i, j \rangle =$
...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\alpha_{1\kappa}^2$	$\alpha_{2\kappa}^1$	...	$\alpha_{n\kappa}^1$	$\alpha_{1c}^1$	$\alpha_{2c}^1$	...	$\alpha_{mc}^{k_m}$	$\langle i, j \rangle =$
...	...	...	...	...	...	...	...	...
$\alpha_{1\kappa}^{k_1}$	$\alpha_{2c}^{k_2}$	...	$\alpha_{nc}^{k_n}$	$\alpha_{1c}^{k_1}$	$\alpha_{2c}^{k_2}$	...	$\alpha_{mc}^{k_m}$	$\langle i, j \rangle =$

В каждой строке табл. 2 записано логическое правило нечёткого вывода.

Процесс принятия решений осуществляется следующим образом. Из множества правил  $R$  для каждого решения  $h_j \in H$  выделяется подмножество  $R_j$ , так что  $R_j \times R_k = \emptyset, j \neq k, j, k = \overline{1, m}$ .

Принадлежность решения  $\mu_{L_j}(x_1, x_2, \dots, x_n)$  эталонному классу  $L_j$  определяется по формуле

$$\mu_{L_j}(x_1 x_2 \dots x_n) = \bigvee_{(\alpha_1^j, \alpha_2^j, \dots, \alpha_n^j) \in L_j} \mu_{\alpha_1^j}(x_1) \& \mu_{\alpha_2^j}(x_2) \& \dots \& \mu_{\alpha_n^j}(x_n),$$

$$x_i \in XI, \quad i = \overline{1, n}, \quad j = \overline{1, |H|}. \quad (4)$$

Для получения решения следует ввести физические значения входных параметров задачи целераспределения, определённые точкой  $(x_{1\kappa}^0, x_{2\kappa}^0, \dots, x_{n\kappa}^0, x_{1c}^0, x_{2c}^0, \dots, x_{mc}^0) \in X$ . Этим значениям сопоставляются

значения функций принадлежности НП, которые подставляются в формулы (4) для каждого  $j$ .

Затем вычисляют значения степеней принадлежности эталонных классов  $\mu_{L_j}(x_{1k}^0, x_{2k}^0, \dots, x_{nk}^0, x_{1c}^0, x_{2c}^0, \dots, x_{mc}^0)$ ,  $j = \overline{1, |H|}$ . Максимальное из вычисленных значений степеней принадлежности  $\mu_{L_s}$  эталонных классов соответствует принимаемому решению  $h_s$ , т.е.

$$\mu_{L_s} = \max_j \mu_{L_j}(x_{1k}^0, x_{2k}^0, \dots, x_{nk}^0, x_{1c}^0, x_{2c}^0, \dots, x_{mc}^0). \quad (5)$$

Модель классификации подробно рассматривает все возможные ситуации, но применять её следует с упрощениями или поэтапно из-за большой размерности таблицы соответствия «ситуация – решение».

**Модель вычисления степени истинности нечеткого логического вывода.** В данной модели множество всех правил  $R_i$  объединяется в один общий вывод  $\tilde{B}$  операцией агрегации. Модель определяется в виде соответствия

$$X \times H \xrightarrow{T} H, \quad (6)$$

где  $T$  – нечёткое соответствие, реализованное в виде множества  $R_i$  логических правил нечёткого вывода на множестве  $X \times H$ .

Принимаемое решение определяется на качественном уровне в виде лингвистической переменной с заданными термами. Операция агрегации  $\sigma$  позволяет определять ФП  $\mu_{\pi_j}(x_1, x_2, \dots, x_n, h_i)$ , зависящую от значений элементов базовых множеств  $X_i \subset X$ ,  $i = \overline{1, n}$  и от принимаемого решения  $h_j$ .

Функция принадлежности  $\mu_{\pi_j}(x_1, x_2, \dots, x_n, h_i)$  определяется через операцию агрегации  $\sigma$ , так что

$$\mu_{\pi_j}(x_1, x_2, \dots, x_n, h_i). \quad (7)$$

При принятии решения вычисляют функцию  $\mu_{T(\pi_j)}(x^0, h_i)$  с учётом физических значений входных параметров задачи целеназначения, определённых точкой  $(x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0) \in X$ . Решением будет то значение из базового множества ЛП «принимаемое решение», которое доставляет ФП  $\mu_{T(\pi_j)}(x^0, h_i)$  наибольшее значение

$$\mu_{T(\pi_s)}(w^0, h_s) = \max_j \mu_{T(\pi_j)}(w^0, h_i). \quad (8)$$



При применении данной модели можно её декомпозировать на число моделей, каждая из которых будет реализована для одного вывода. Это упростит процедуру принятия решений.

**Ситуационная модель.** Логика работа этой модели состоит в том, что каждому решению  $h_j$  из множества  $H$  эксперты однозначно сопоставляют эталонные нечёткие ситуации  $S^* = \{\tilde{S}_1^*, \tilde{S}_2^*, \dots, \tilde{S}_R^*\}$ . Эксперты задают модель в виде соответствия  $w = \langle S^*, W, H \rangle$ , где множество нечётких ситуаций  $S^*$  – область отправления соответствия, а  $H$  – область прибытия соответствия  $w$ .

Иллюстрация ситуационной модели приведена на рис. 3.

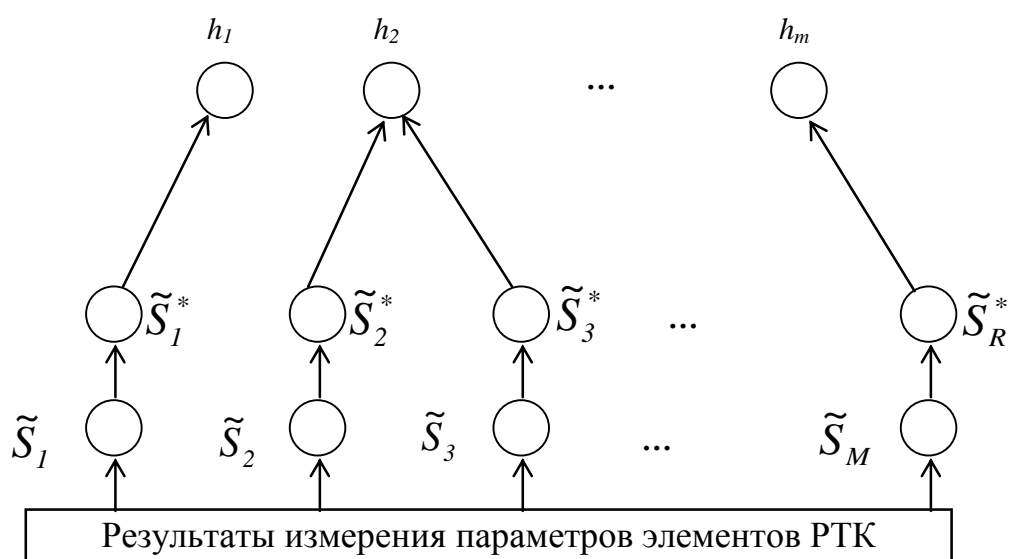


Рис. 3. Ситуационная модель принятия решений

Эталонные нечёткие ситуации  $S^* = \{\tilde{S}_1^*, \tilde{S}_2^*, \dots, \tilde{S}_R^*\}$  определяют, как нечёткие множества второго уровня, т.е.  $\tilde{S} = \{ \langle \mu_s(\alpha_i) / \alpha_i \rangle, \alpha_i \in A, \text{ где } \alpha_i, (i = \overline{1, n}), - i\text{-я лингвистическая входная переменная задачи целеназначения.} \}$

Принятие решений осуществляется следующим образом. Для координаты входных переменных  $(x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0) \in X_1 \times X_2 \times \dots \times X_n = X$  определяются значения реальной нечёткой ситуации при решении задачи целеназначения. Затем происходит сравнение путём применения операций нечёткого равенства реальной нечёткой ситуации  $\tilde{S}_i$  с эталонными нечёткими эталонными ситуациями  $\tilde{S}_j^*, j = \overline{1, R}$ . Выявляется наибольшее значение близости и принимается решение, соответствующее той нечёткой эталонной ситуации, с которой

существует наибольшее значение близости. Если все значения степеней нечёткого равенства или общности окажутся  $\leq 0,5$ , то выполняется определение степеней близости ситуации  $\tilde{S}_i$  с ситуациями  $\tilde{S}_j^*$ ,  $j = \overline{1, R}$ .

**Заключение.** Рассмотрены четыре вида моделей, которые могут быть применены для решения задачи целеназначения в условиях неопределенности с применением знаний и опыта экспертов. Каждая из моделей позволяет снизить степень неопределенности, но не устранить её полностью. Достоинство моделей состоит в их достаточно простой алгоритмизации. Однако эти модели позволяют получать советующие решения, а окончательное решение всё равно будут носить эвристический характер и определяться лицом, принимающим решение.

#### Литература:

1. Day R. Allocating Weapons to Target Complexes by Means of Nonlinear Programming // Operations Research. 1966. № 14, p. 992-1013.
2. Broeder G., Ellison R., Emerling L. On Optimal Target Assignments // Operations Research. 1959. № 7. p. 322–326.
3. Manne A.A. Target Assignment Problem // Operations Research. 1958. № 6. p. 346-351.
4. Белоглазов Д.А., Гайдук А.Р., Косенко Е.Ю., Медведев М.Ю., Пшихопов В.Х., Соловьев В.В., Титов А.Е., Финаев В.И., Шаповалов И.О. Групповое управление подвижными объектами в неопределенных средах / Под ред. В.Х. Пшихопова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2015. 300 с.
5. Оре О. Теория графов. М.: Наука, 1980. 356 с.
6. Финаев В.И. Модели систем принятия решений: Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. 118 с.
7. Мелихов А.Н., Берштейн Л.С., Коровин С.Я. Ситуационные советующие системы с нечеткой логикой. М.: Наука, 1990. 272 с.

## АЛГОРИТМ СИНТЕЗА САУ ПО ПРЯМЫМ ПОКАЗАТЕЛЯМ КАЧЕСТВА МЕТОДОМ АКОР<sup>1</sup>

*Гайдук А.Р.,*

д.т.н., профессор  
gaiduk\_2003@mail.ru

**Аннотация.** В работе рассматривается алгоритм синтеза оптимальных систем управления с желаемыми значениями прямых показателей качества. Алгоритм разработан на основе метода аналитического конструирования оптимальных регуляторов (АКОР) и его компьютерной реализации в пакете MATLAB в виде функции «lqg». Предложенный алгоритм значительно упрощает процесс синтеза систем автоматического управления, позволяя осуществить его в автоматизированном режиме на ПЭВМ. Эффективность предложенного подхода подтверждается численным примером синтеза САУ и результатами её моделирования.

**Ключевые слова:** модель объекта, система управления, метод АКОР, управление по выходу и воздействиям, прямые показатели качества.

**Введение.** При автоматизации многих технологических операций возникает проблема синтеза оптимальных систем управления [1 – 3]. В тоже время желательно, чтобы прямые показатели качества систем управления, такие как статическая ошибка, перерегулирование, колебательность и длительность переходного процесса имели определенные значения или имели значения не хуже заданных [4, 5]. Для решения этих задач в отдельности разработан ряд методов синтеза систем автоматического управления (САУ), как например, известный метод аналитического конструирования оптимальных регуляторов (АКОР) или метод аналитического синтеза систем с управлением по выходу и воздействиям (АССУВВ) [1,3,5].

В данной работе предлагается алгоритм синтеза САУ, обладающих как свойством оптимальности, так и значениями прямых показателей качества, не хуже заданных. Данный алгоритм разработан на основе метода АКОР с применением его компьютерной реализации – функции «lqg» известного пакета MATLAB [6].

Синтез САУ, с использованием предлагаемого алгоритма, выполняется в режиме автоматизированного проектирования, когда

---

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке гранта РНФ № 18-19-00621

все расчеты выполняет ПЭВМ, а данные каждого этапа итерационного процесса задаются разработчиком системы. Результатом решения задачи синтеза являются уравнения в переменных состояния оптимального регулятора, обеспечивающего значения прямых показателей качества не хуже заданных значений.

**Постановка задачи.** Предполагается, что объект управления, возможно расширенный [5], задан своими уравнениями в переменных состояния:

$$\dot{x} = Ax + Bu + \varphi, \quad y = Cx + Du + \psi, \quad (1)$$

где  $x$  –  $n$ -вектор состояния блока;  $u$  –  $m$ -вектор управлений;  $y$  –  $m$ -вектор управляемых переменных;  $\varphi = \varphi(t)$  –  $n$ -вектор случайных воздействий типа белого шума, приложенных к объекту управления;  $\psi = \psi(t)$  –  $m$ -вектор случайных белых шумов, отражающий влияние погрешностей измерительных датчиков;  $A, B, C, D$  – матрицы соответствующих размерностей.

Отметим, что если объект управления задан передаточными матрицами, то для получения соответствующих уравнений в переменных состояния (1) целесообразно воспользоваться функцией «mineral» пакета MATLAB. При этом необходимо, чтобы соответствующий объект (1) являлся полным [3, 5].

Случайные воздействия, фигурирующие в уравнениях (1), должны быть центрированными и задаваться их математическими ожиданиями:

$$M\{\varphi\varphi^T\} = D_\varphi\delta(t), \quad M\{\psi\psi^T\} = D_\psi\delta(t), \quad M\{\psi\varphi^T\} = N_{\varphi\psi}\delta(t), \quad (2)$$

где  $D_\varphi$  –  $n \times n$ ,  $D_\psi$  –  $m \times m$ -матрицы дисперсий, а  $N_{\varphi\psi}$  –  $n \times m$ -матрица взаимной корреляции случайных процессов  $\varphi(t)$  и  $\psi(t)$  [3].

Задача синтеза САУ заключается в разработке оптимального регулятора, реализующего управление по выходу и воздействиям  $u = u(g, y)$ , где  $g$  –  $m$ -вектор задающих воздействий, которыми задаются требуемые значения всех управляемых переменных  $y_i = y_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, m$ . Управление необходимо найти так, чтобы выполнялось следующее условие:

$$J = \int_0^\infty (x^T Qx + u^T Ru) dt \rightarrow \min_u, \quad (3)$$

т.е. чтобы функционал  $J$  имел минимальное значение по управлению  $u$ . При этом САУ должна иметь нулевую статическую ошибку по задающему воздействию, перерегулирование не более  $\sigma^*$  %, чис-

ло колебаний переходной функции не более  $N_k$ , а длительность её переходного процесса не более  $t_p^*$  с. Здесь  $\sigma^*$ ,  $N_k$  и  $t_p^*$  – заданные численные значения.

В выражении (3)  $Q$  – симметричная, положительно полуопределенная  $n \times n$ -матрица, а  $R$  – симметричная, положительно определенная  $m \times m$ -матрица. При этом значения коэффициентов матриц  $Q$  и  $R$  могут варьироваться, для придания системе требуемых значений прямых показателей качества, но так, чтобы указанные свойства матриц сохранялись.

**Решение задачи синтеза.** Для этой цели в работе используется метод АКОР, компьютерная реализация которого имеется в известном пакете MATLAB в виде функции `lqg`. АКОР является эффективным средством синтеза САУ, так как он является полностью аналитическим. При этом функция `lqg` позволяет организовать итерационный процесс выбора (с участием оператора) таких параметров функционала (3), при которых первичные показатели качества замкнутой системы имеют желаемые значения.

Для решения задачи синтеза с помощью функции `lqg` пакета MATLAB, предварительно, на основе модели объекта управления (1), характеристик белых шумов (2) и функционала (3) формируются матрицы:

$$W = \begin{bmatrix} Q & O_o \\ O_o^T & R \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} D_\varphi & N_{\varphi\psi} \\ N_{\varphi\psi}^T & D_\psi \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где  $O_o$  – нулевая  $n \times m$ -матрица.

Обращение к функции `lqg` имеет вид:

$$[\mathbf{af}, \mathbf{bf}, \mathbf{cf}, \mathbf{df}] = \mathbf{lqg}(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}, \mathbf{W}, \mathbf{V}), \quad (5)$$

где  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{D}$  – матрицы из уравнений объекта (1).

После ввода команды (5) в MATLAB, в результате её отработки на экране монитора появляются матрицы:  $\mathbf{af}$ ,  $\mathbf{bf}$ ,  $\mathbf{cf}$  и  $\mathbf{df}$ . На основе этих численных результатов записываются уравнения оптимального регулятора:

$$\dot{\hat{x}} = \mathbf{af} \hat{x} + \mathbf{bf} y, \quad u = K_{\text{ду}} g - \mathbf{cf} \hat{x} - \mathbf{df} y, \quad (7)$$

где  $K_{\text{ду}}$  – матрица коэффициентов передач  $k_{i,\text{ду}}$  дополнительных усилителей, включаемых на каждом  $i$ -м входе оптимального регулятора. Подчеркнём, что регулятором (7), фактически реализуется управление по выходу ( $y$ ) и воздействиям ( $g$ ). Важно, что по этим

уравнениям легко находятся уравнения цифрового регулятора, что приводит к получению соответствующей цифровой системы автоматического управления [7].

Объединив уравнения объекта (1) и регулятора (7) с учетом полученных численных значений  $af$ ,  $bf$ ,  $cf$  и  $df$  в одну систему, получим уравнения замкнутой оптимальной системы, которые в векторно-матричной форме при  $D = 0$  имеют вид

$$\dot{z} = Sz + Kg, \quad y = Mz, \quad (8)$$

где

$$S = \begin{bmatrix} A - BdfC & -Bcf \\ bfC & af \end{bmatrix}, \quad K = \begin{bmatrix} BK_{\text{ду}} \\ O_n \end{bmatrix}, \quad M = [C \quad O_n^T]. \quad (9)$$

Здесь вектор  $z = [x^T \quad \hat{x}^T]^T$ ,  $O_n$  – нулевая  $n \times m$ -матрица; диагональные элементы  $k_{i,\text{ду}}$  матрицы  $K_{\text{ду}}$  выбираются такими, чтобы в установившемся режиме при  $g = 1(t)$  выполнялись условия  $y_{i,\text{уст}} = 1$ ,  $i = 1, 2, \dots, m$ .

Построив в MATLAB по уравнениям (8), (9) переходную функцию (с помощью функции `step` [6]), можно оценить прямые показатели качества замкнутой САУ.

Как правило, при произвольно назначенных коэффициентах матриц  $Q$  и  $R$  оптимизируемого функционала (3) прямые показатели качества замкнутой оказываются не удовлетворительными. Поэтому обычно требуется некоторый итерационный процесс назначения подходящих значений этих коэффициентов.

**Алгоритм итерационного синтеза** оптимальных систем управления с желаемыми значениями прямых показателей качества включает следующие шаги:

**Шаг 1.** Формируется модель объекта управления в виде уравнений (1). Характеристики случайных воздействий представляются в виде (2). Если реальные случайные воздействия не являются белыми, то вводятся необходимые формирующие фильтры, уравнения которых объединяются с уравнениями исходного объекта. В результате чего образуется расширенный объект управления, описываемый уравнениями (1). Проверяется управляемость и наблюдаемость полученной модели объекта [3, 5].

**Шаг 2.** С учетом размерностей векторов  $x$ ,  $u$  формируются матрицы  $Q$  и  $R$  с произвольными коэффициентами и указанными

выше свойствами, входящие в функционал (3).

**Шаг 3.** Формируются матрицы  $W$  и  $V$  по формулам (4) с учетом выражений (2) и (3).

**Шаг 4.** Формируется команда (5) обращения к функции `lqg` и вводится в MATLAB.

**Шаг 5.** На основе выданных функцией `lqg` матриц  $af$ ,  $bf$ ,  $cf$ ,  $df$  и матриц из уравнений объекта (1) формируются по (9) матрицы системы (8), при  $K_{\text{ду}} = E$ , где  $E$  – единичная матрица.

**Шаг 6.** В MATLAB вводятся матрицы  $S$ ,  $K$ ,  $M$  и  $O_n$  системы (8) и строится матрица её переходных функций командами

```
sys=ss (S ,K ,M ,On) ;  
step (sys ,tn)
```

Значение  $tn$  подбирается таким, чтобы в конце каждого графика  $h_i(t)$  наблюдалась линия, соответствующая  $h_{i,\text{уст}}$ .

**Шаг 7.** По графикам  $h_i(t)$  определяются значения  $h_{i,\text{уст}}$ , вычисляются значения  $k_{i,\text{ду}}$  и строится новая переходная функция командами

```
Kd = 1/ hуст ;  
sys=ss (S ,K*Kd ,M ,On) ;  
step (sys ,tn)
```

Теперь, все полученные  $h_i(t)$  должны иметь  $h_{i,\text{уст}} = 1$ .

По этим  $h_i(t)$  определяются:  $t_{\text{пп}}$ , с – длительность переходного процесса;  $\sigma$  % – перерегулирование и  $N_k$  – число колебаний  $h(t)$  за время  $t_{\text{пп}}$  каждого канала «вход-выход» замкнутой САУ.

Если полученные показатели качества удовлетворяют требованиям, то на этом процесс синтеза заканчивается, и выполняются шаги 9 и 10.

Однако чаще всего полученные значения показателей качества не удовлетворяют требованиям, поэтому далее начинается процесс итераций, для чего выполняются следующие шаги.

**Шаг 8.** Берется предыдущая матрица  $Q$  (возможно и  $R$ ) и изменяется один или несколько из имеющихся коэффициентов, после чего выполняются шаги 3, 4 – 7. В зависимости от полученных значений показателей качества выполняется переход либо снова на шаг 8, либо на шаг 9.

**Шаг 9.** Вводятся команды

```
[af ,bf ,cf ,df] = LQG (a ,b ,c ,d ,W ,V)  
Kd
```

(без знака ; в конце). По этой команде на мониторе появляются матрицы af, bf, cf, df и значения коэффициентов  $k_{i,ду}$ .

#### Шаг 10. Выход из алгоритма

Полученные на шаге 9 матрицы af, bf, cf, df вместе с матрицей  $K_{ду} = \mathbf{kd}$  подставляются в уравнения (7). Полученные уравнения с численными значениями коэффициентов искомого оптимального регулятора являются решением поставленной выше задачи синтеза САУ с желаемыми значениями прямых показателей качества.

Эффективность предложенного алгоритма синтеза оптимальных САУ покажем на численном примере.

**Пример.** Найти уравнения оптимального регулятора (7) так, чтобы замкнутая управления система имела нулевую статическую ошибку по задающему воздействию; перерегулирование не более 5 %; длительность переходного процесса не более 0,5 с; а число колебаний не более 0,8. Объект управления описывается уравнениями (1), где

$$A = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 \\ 3,3 & 0 & 1 \\ 2,7 & 1,5 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 1,2 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C^T = \begin{bmatrix} 24 \\ 15 \\ 11,5 \end{bmatrix}, \quad D = 0, \quad (10)$$

случайные процессы  $\varphi(t)$  и  $\psi(t)$  не коррелированные, а матрицы

$$D_\varphi = \begin{bmatrix} 0,9 & 0 & 0 \\ 0 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_\psi = 0,5. \quad (11)$$

**Решение.** Так как все исходные данные соответствуют выражениям (1) – (3), то шаг 1 алгоритма не выполняется, а сразу выполняется:

**Шаг 2.** В соответствии с выражениями (10) вектор  $x$  имеет размерность  $n = 3$ , векторы  $g$ ,  $y$  и  $u$  имеют размерность  $m = 1$ ; так как случайные процессы  $\varphi(t)$  и  $\psi(t)$  некоррелированные, то принимаем матрицы:  $Q$  размером  $3 \times 3$ ;  $R = 1 \times 1$  с произвольными коэффициентами, а матрицы  $O_o$  и  $N_{\varphi\psi}$  – нулевые,  $3 \times 1$ :

$$Q = \begin{bmatrix} 20 & 0 & 0 \\ 0 & 5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad R = 0,7; \quad O_o = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad N_{\varphi\psi} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (12)$$



**Шаг 3.** По формулам (4) с учетом (11) и (12) формируются матрицы:

$$W = \begin{bmatrix} 20 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,7 \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} 0,9 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,5 \end{bmatrix}.$$

**Шаг 4.** По выражению (5) формируется команда

`[af,bf,cf,df] = lgg(a,b,c,d,W,V) Enter`

**Шаг 5.** На основе полученных матриц af, bf, cf, df и матриц (13) из уравнений объекта (1) формируются по (9) матрицы замкнутой системы (8) при  $K_{\text{ду}}=1$  и  $O_o=O_o$ . При этом команды имеют вид:

`S=[A-B*df*C -B*cf;bf*C af];`

`K=[B;Oo];`

`M=[C Oo'];`

**Шаг 6.** При  $O_n = O_o$  вводится система (8) в MATLAB и строится её переходная функция командами:

`sys=ss(S,K,M,On);` % замкнутая система

`step(sys,tn)` % h-уст = 4.81 ≠ 1

**Шаг 7.** Вычисляется значение  $K_{\text{ду}}$  и строится новая переходная функция командами

`Kd=1/4.81;`

`sys=ss(S, K*Kd,M,0);`

`step(sys,3.5)` % h-уст = 1

**Шаг 8.** По полученной переходной функции, находим, что перерегулирование замкнутой системы равно 30 %, а время регулирования составляет около 1,7 с, что превышает допустимые значения. Поэтому необходимо проведение итерационного процесса, т.е. повторение шагов 2 – 8 при новых значениях коэффициентов матрицы  $Q$  или  $R$  до тех пор, пока не будут получены приемлемые значения  $\sigma$  % и  $t_{\text{пп}}$  с.

Далее не будем приводить промежуточные команды для повторения шагов 2 – 8; укажем лишь промежуточные значения варьируемых в итерациях параметров функционала и соответствующие значения показателей качества. При этом значение  $N_k$  не указывается, так как его значение не превышает 0,5.

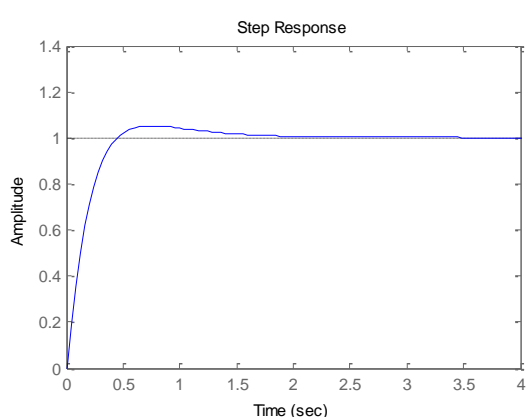
Таблица 1.

## Результаты итераций

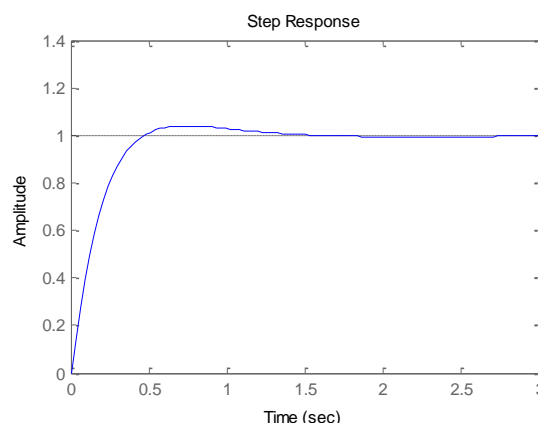
№ п/п	$q_{11}$	$q_{22}$	$h_{уст}$	Kd	$\sigma \%$	$t_{III}$ с
0	20	5	4,81	0,2079	30	1,7
1	3	5	9,17	0,10905	22	2,4
2*	3	1	9,26	0,10799	2	0,4
3	3	2	9,11	0,10977	8	1,5
4	3	1,5	9,11	0,10977	5	0,375
5	3	1,3	9,11	0,10977	4	0,382

Переходная функция системы, полученной на 2-й итерации, имеет малое перерегулирование, но процесс является колебательным, хотя  $N_k = 0$ . Поэтому итерационный процесс продолжается. Переходная функция системы, полученной на 4-й итерации, приведена на рис 1,а. Как видно из её графика, показатели качества соответствующей системы удовлетворяют требованиям. Для сравнения выполнена 5-я итерация, а на рис 1,б приведена соответствующая переходная функция. Хотя в этом случае перерегулирование меньше, переходной процесс является колебательным. Поэтому в качестве решения задачи синтеза принимается САУ, полученная на 4-й итерации.

Для получения уравнений соответствующего регулятора повторяются шаги со 2-го по 8-й со значениями коэффициентов  $q_{11}$  и  $q_{22}$ , соответствующими 4-й итерации (см. табл. 1).



а)



б)

Рис. 1. Переходные функции оптимальной САУ

Затем выполняется

**Шаг 9.** Вводятся команды

```
[af,bf,cf,df] = LQG(a,b,c,d,W,V) % без «;»  
kd
```

По этой команде на мониторе появляются матрицы af, bf, cf, df и коэффициент  $k_{\text{д}}$  с численными значениями:

```
af = -38.0556 -23.1971 -17.9340  
      -10.5099 -7.6259 -4.1060  
      - 0.3427 -0.4017 -1.4580
```

```
bf = 1.4459  
      0.3078  
      0.1268
```

```
cf = 5.3531 2.5080 1.3057
```

```
df = 0
```

```
kd = 0.1092
```

**Шаг. 10.** Выход из алгоритма.

Полученные на шаге 9 численные значения позволяют с помощью выражений (7) записать уравнения искомого регулятора

$$\dot{\hat{x}} = \begin{bmatrix} -38,0556 & -23,1971 & -17,934 \\ -10,5099 & -7,6259 & -4,106 \\ -0,3427 & -0,4017 & -1,458 \end{bmatrix} \hat{x} + \begin{bmatrix} 1,4459 \\ 0,3078 \\ 0,1268 \end{bmatrix} y, \quad (13)$$

$$u = 0,1092g - [5,3531 \quad 2,508 \quad 1,3057] \hat{x}. \quad (14)$$

На основе уравнений (13), (14) осуществляется реализация найденного регулятора. В частности, это может быть цифровая реализация на основе достаточно быстродействующего микроконтроллера [7].

**Заключение.** Известный метод аналитического конструирования оптимальных регуляторов (АКОР) позволяет синтезировать не только САУ, оптимальные в смысле заданного квадратичного функционала. В совокупности с итерационной процедурой выбора коэффициентов матриц этого функционала он позволяет синтезировать системы с желаемыми прямыми показателями качества. Соответствующий алгоритм, предложенный в данной работе, легко реализуется в пакете MATLAB с использованием функции lqg и позволяет в автоматизированном режиме достаточно быстро решать задачи синтеза САУ с желаемыми прямыми показателями качества.

### Литература:

1. Летов А.М. Аналитическое конструирование регуляторов. I, II, III // Автоматика и телемеханика. 1960. № 4. С. 406-411; № 5. С. 561-568; № 6. С.661-665;
2. Kalman R.E. Contributions to the Theory of Optimal Control // Boletin de la Sociedad Matematica Mexicana. 1960. V. 5. № 1. P. 102-109.
3. Гайдук А.Р. Оптимальные и адаптивные системы автоматического управления. М.: УМ и ИЦ «Учебная литература», 2006. 158 с.
4. Филимонов Н.Б. Проблема качества процессов управления: смена оптимизационной парадигмы // Мехатроника, автоматизация, управление. 2010. № 12. С. 2-10.
5. Гайдук А.Р. Теория автоматического управления. Учебник. М.: Высшая школа, 2010. 415с.
6. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB. Санкт-Петербург: Питер, 2001. 488 с.
7. Гайдук А.Р., Плаксиенко Е.А. Анализ и аналитический синтез цифровых систем управления: Монография. СПб.: Изд-во «Лань», 2018. 272 с.

УДК 681.5.015

## СТРУКТУРА И МАРКОВСКИЕ ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ<sup>1</sup>

**Гайдук А.Р.,**

д.т.н., профессор  
gaiduk\_2003@mail.ru

**Плаксиенко Е.А.,**

к.т.н., доцент

***Аннотация.** При решении различных задач систем управления целесообразно иметь математические модели систем или объектов управления в различных формах. Это позволяет существенно упрощать решение многих задач управления. Ниже рассматривается метод преобразования моделей линейных одномерных систем или объектов к форме, содержащей в явном виде их марковские параметры. Эта форма оказывается удобной при решении задачи идентификации неопределенных объектов.*

***Ключевые слова:** объект, система, структура, переменные состояния, преобразование, марковские параметры*

---

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке гранта РНФ № 18-19-00621

Марковские параметры были введены известными русскими учеными П.Л. Чебышевым и А.А. Марковым в связи с исследованием разложений рациональных дробей в ряды по отрицательным степеням аргумента [1, 2, 3]. Впоследствии Ф.Р. Гантмахер показал, что марковские параметры позволяют исследовать устойчивость решений систем линейных дифференциальных уравнений [2]. Важным свойством марковских параметров является их инвариантность относительно формы представления моделей объектов или систем, т.е. они имеют одни и те же значения независимо от того, в какой форме представлена модель: в виде уравнения «вход-выход», в виде передаточной функции или в виде уравнений в переменных состояния [4, 5]. Более того, марковские параметры инвариантны и по отношению к невырожденному линейному преобразованию переменных состояния. Эти свойства марковских параметров позволяют, в частности, найти такую форму математической модели системы или объекта управления, в которой эти параметры присутствуют в явной форме [5]. Это позволяет наглядно показать физический смысл марковских параметров и их связь со структурными и динамическими свойствами систем как в переходном, так и в установившемся режимах.

**Постановка задачи.** Переходя к рассмотрению свойств марковских параметров, для большей наглядности, ограничимся здесь, случаем непрерывной системы управления с одним входом и одним выходом, уравнения которой в переменных состояния имеют вид:

$$\dot{x} = Ax + bg, \quad y = c^T x + \beta g, \quad (1)$$

где  $x$  –  $n$ -вектор состояния системы;  $g, y$  – скалярные входное воздействие и выходная переменная системы;  $A, b, c$  – числовые матрица и векторы-столбцы соответствующих размерностей;  $\beta$  – числовой коэффициент.

Марковские параметры динамической системы (1) это величины, определяемые выражениями:

$$\mu_0 = \beta, \quad \mu_i = c^T A^{i-1} b, \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (2)$$

Подчеркнем, что число марковских параметров не ограничено при любом порядке динамической системы или объекта [5].

Покажем, что марковские параметры (2) объекта (1) однозначно определяют его порядок, структуру и являются его системными инвариантами. С этой целью, прежде всего, найдем такие уравнения объекта (1), в которые марковские параметры входят в явном

виде.

**Марковская модель системы.** Чтобы определить модель этого типа, подвергнем переменные состояния системы (1) линейному преобразованию подобия следующего вида

$$z = Nx, \quad (3)$$

где  $N$  –  $n \times n$ -матрица наблюдаемости системы (1), определяемая выражением

$$N = \begin{bmatrix} c^T \\ c^T A \\ \vdots \\ c^T A^{n-1} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Отметим, что матрица  $N$  является невырожденной, т.е.  $\det N \neq 0$ , а преобразование (3) – преобразованием подобия, только в том случае, когда система (1) является вполне наблюдаемой [4]. Поэтому далее будем предполагать, что рассматриваемая система (1) является вполне наблюдаемой.

Из равенств (3) и (4) следуют выражения:

$$z_1 = c^T x, \quad z_2 = c^T Ax, \quad z_i = c^T A^{i-1} x, \quad i = \overline{3, n}. \quad (5)$$

а из (1) и (3) – уравнение  $\dot{z} = N\dot{x}$  или

$$\dot{z} = N\dot{x} + Nbg = \begin{bmatrix} c^T Ax \\ c^T A^2 x \\ \vdots \\ c^T A^{n-1} x \\ c^T A^n x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c^T b \\ c^T Ab \\ \vdots \\ c^T A^{n-2} b \\ c^T A^{n-1} b \end{bmatrix} g. \quad (6)$$

С другой стороны в соответствии теоремой Кэли-Гамильтона [2, 4] всякая  $n \times n$ -матрица удовлетворяет своему характеристическому уравнению:

$$A(p) = \det(pE - A) = p^n + \alpha_{n-1}p^{n-1} + \dots + \alpha_1 p + \alpha_0 = 0,$$

т.е.

$$A^n + \alpha_{n-1}A^{n-1} + \dots + \alpha_1 A + \alpha_0 E = 0. \quad (7)$$

Здесь  $\alpha_i$  – коэффициенты этого полинома,  $i = \overline{0, n}$ . При этом в

данном случае коэффициент  $\alpha_n = 1$ .

Выразив из (7) матрицу  $A^n$  и подставив полученное в результате выражение в последнюю строку первой матрицы из равенства (6), получим с учетом равенств (2) и (5) уравнения системы (1) относительно новых переменных состояния  $z_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ :

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \\ \vdots \\ \mu_{n-2} \\ \mu_{n-1} \end{bmatrix} g, \quad (8)$$

$$y = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]z + \mu_0 g. \quad (9)$$

Отличительной особенностью модели (8), (9) динамической системы (1) является, во-первых, то, что её уравнения содержат марковские параметры  $\mu_i$  этой системы в явном виде, а, во-вторых, из этих уравнений следует, что эти параметры определяют, как внутреннюю структуру объекта, так и влияние входного воздействия на скорости изменения переменных состояния объекта и на производные по времени выходной величины  $y = y(t)$  объекта.

Действительно, согласно (9)  $y = z_1 + \mu_0 g$ , поэтому с учетом (8) первая, вторая и последующие производные по времени выходной переменной системы (1) определяются выражениями:

$$\dot{y} = \dot{z}_1 + \mu_0 \dot{g} = z_2 + \mu_1 g + \mu_0 \dot{g},$$

$$\ddot{y} = \dot{z}_2 + \mu_1 \dot{g} + \mu_0 \ddot{g} = z_3 + \mu_2 g + \mu_1 \dot{g} + \mu_0 \ddot{g},$$

$$\vdots$$

$$\frac{d^i y}{dt^i} = z_{i+1} + \mu_i g + \mu_{i-1} \frac{dy}{dt} g + \dots + \mu_1 \frac{d^{i-1} g}{dt^{i-1}} + \mu_0 \frac{d^i g}{dt^i}, \quad i = \overline{3, n-1},$$

$$\frac{d^n y}{dt^n} = -\alpha_0 z_1 - \alpha_1 z_2 - \dots - \alpha_{n-1} z_n + \mu_n g + \sum_{j=0}^{n-1} \mu_j \frac{d^{n-j} g}{dt^j}. \quad (10)$$

Связь марковских параметров со структурой и характером влияния входного воздействия на систему является особенно наглядной при постоянном воздействии  $g(t) = \text{const}$ . В этом случае все производные по времени этого воздействия равны нулю, и выражения (10) становятся очень простыми и наглядными.

Например, если по отношению к некоторому объекту управле-

ния, уравнения которого аналогичны уравнениям (1), но входным воздействием является, естественно, управление  $u$ , известно, что его порядок  $n = 4$ , причем  $\mu_0 = \mu_1 = \mu_2 = 0$ , а  $\mu_3 \neq 0$  и  $\mu_4 \neq 0$ , то соответствующие ему уравнения (8), (9) имеют вид

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & -\alpha_3 \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \mu_3 \\ \mu_4 \end{bmatrix} u, \quad y = z_1. \quad (11)$$

На основе уравнений (11) можно утверждать, что структура рассматриваемого объекта эквивалентна четырем последовательно включенным интеграторам с прямыми и обратными связями, как показано на рис.1. На этом рисунке штриховыми линиями показаны связи, которые имели бы место в данной модели, если бы  $\mu_0 \neq 0$ ,  $\mu_1 \neq 0$  и  $\mu_2 \neq 0$ .

При постоянном управлении  $u(t) = const$  соотношения (10) при  $n = 4$  принимают вид

$$\begin{aligned} y &= z_1, \quad \dot{y} = z_2, \quad \ddot{y} = z_3, \quad \dddot{y} = z_4 + \mu_3 u, \\ \ddot{\ddot{y}} &= -\alpha_0 z_1 - \alpha_1 z_2 - \alpha_2 z_3 - \alpha_3 z_4 + \mu_4 u. \end{aligned} \quad (12)$$

По этим выражениям легко заключить, что при постоянном управлении  $u$  переменная  $y(t)$  и ее производные по времени  $dy(t)/dt$  и  $d^2 y(t)/dt^2$  непосредственно не зависят от этого управления, а производные по времени  $d^3 y(t)/dt^3$  и  $y_4(t) = d^4 y(t)/dt^4$  зависят непосредственно.

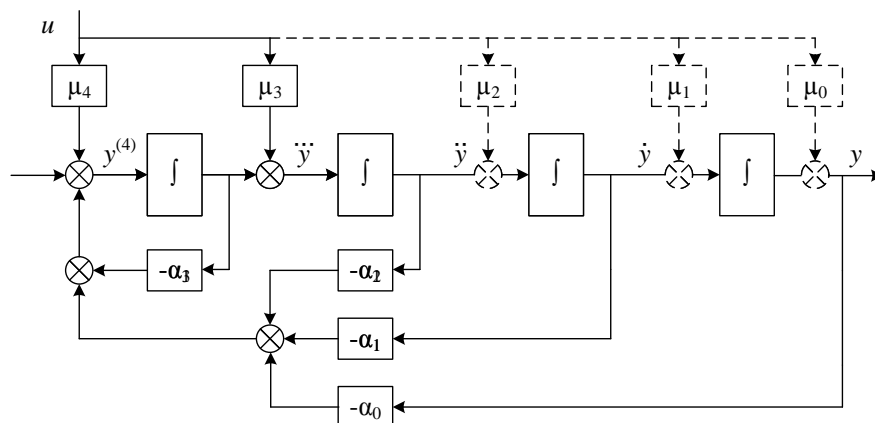


Рис. 1. Структура объекта 4-го порядка при  $\mu_0 = \mu_1 = \mu_2 = 0$ ,  
и  $\mu_3 \neq 0$ ,  $\mu_4 \neq 0$



Таким образом, марковские параметры, действительно, определяют структуру и характер влияния входного воздействия на переменные состояния и выходную величину системы.

**Марковские параметры – системные инварианты.** Это свойство марковских параметров заключается в сохранении своих значений при различных невырожденных математических преобразованиях моделей динамических систем или объектов. Чтобы это показать подвергнем вектор состояния объекта (1) невырожденному преобразованию  $\tilde{x} = Px$ , где  $\det P \neq 0$  [2, 4]. Как известно, в этом случае новые уравнения линейной системы (1) принимают вид:

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{b}u, \quad y = \tilde{c}^T \tilde{x} + \tilde{\beta}_0 u, \quad (13)$$

где новые матрица и векторы определяются выражениями

$$\tilde{A} = P^{-1}AP, \quad \tilde{b} = P^{-1}b, \quad \tilde{c}^T = c^T P, \quad \tilde{\beta}_0 = \beta_0. \quad (14)$$

Обозначим марковские параметры системы (13), (14) как  $\tilde{\mu}_i$ . Тогда из определения (2) и последнего равенства (14) следует, что  $\tilde{\mu}_0 = \mu_0$ , а из выражений (2) и (13) –  $\tilde{\mu}_i = \tilde{c}^T \tilde{A}^{i-1} \tilde{b}$ . Подставляя в выражение  $\tilde{\mu}_i = \tilde{c}^T \tilde{A}^{i-1} \tilde{b}$  значения векторов  $\tilde{c}$ ,  $\tilde{b}$  и матрицы  $\tilde{A}$  из равенств (3.16) и сравнивая получаемые выражения с формулами (2), будем иметь:

$$\tilde{\mu}_1 = \tilde{c}^T \tilde{A}^{i-1} \tilde{b} \Big|_{i=1} = c^T P P^{-1} b = c^T b = \mu_1,$$

$$\tilde{\mu}_2 = \tilde{c}^T \tilde{A} \tilde{b} = c^T P (P^{-1} A P) P^{-1} b = c^T A b = \mu_2.$$

Аналогично

$$\tilde{\mu}_i = \tilde{c}^T \tilde{A}^{i-1} \tilde{b} = c^T P (P^{-1} A P) \dots (P^{-1} A P) P^{-1} b = c^T A^{i-1} b = \mu_i, \quad i = 3, 4, \dots$$

Таким образом, действительно, невырожденное линейное преобразование переменных не влияет на значения марковских параметров. Эти параметры сохраняют свои значения и при переходе к моделям «вход-выход», например, к передаточным функциям. Именно поэтому марковские параметры являются системными инвариантами динамических объектов и систем.

**Заключение.** Итак, для каждой динамической системы управления можно найти неограниченное, т.е. сколь угодно большое число марковских параметров, которые являются её системными инвариантами и однозначно определяют её структуру и степень влияния входных воздействий на её выходные переменные (вели-

чины) и их производные по времени. Уравнения в переменных состояния, содержащие в явной форме марковские параметры линейных динамических объектов и систем управления, по форме полностью аналогичны уравнениям в переменных состояния общего вида линейных динамических систем.

### **Литература:**

1. Марков А.А. Избранные труды по теории непрерывных дробей в теории функций, наименее уклоняющихся от нуля. М.: Гостехиздат, 1948.
2. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. 4-е изд. М.: Наука, 1988.
3. Мороз А.И. Курс теории систем: Учебное пособие для вузов по специальности «Прикладная математика». – М.: Высшая школа, 1987.
4. Гайдук А.Р. Непрерывные и дискретные динамические системы. М.: УМ и ИЦ «Учебная литература», 2004.
5. Гайдук А.Р., Плаксиенко Е.А. Анализ и синтез систем управления с применением системных инвариантов в MATLAB. Саарбрюккен, Deutschland: Palmarium Academic Publishing, 2016.

УДК 681.51

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СЛОЖНОСТИ СРЕДЫ НА ВЫПОЛНЕНИЕ ЗАДАЧИ ПОДВИЖНЫМ ОБЪЕКТОМ**

**Финаев В.И.,**

профессор каф. САУ ЮФУ  
vifinaev@sfedu.ru

**Гусаров А.С.,**

студент каф. САУ ЮФУ

***Аннотация.** В статье делается анализ применения метода потенциальных полей для решения задач обхода препятствий при достижении подвижным объектом поставленной цели. Исследуется зависимость времени достижения подвижным объектом цели в зависимости от числа препятствий и их случайного расположения в среде перемещения.*

***Ключевые слова:** подвижные объекты, цель, препятствия, метод потенциальных полей, моделирование.*

**Введение.** Метод потенциальных полей – один из наиболее эффективных методов, применяемых при планировании траекторий движения подвижных объектов (ПО) [1]. Однако при применении этого метода не удастся избежать неопределенности, а также его

эффективное применение зависит от параметров среды, в которой планируется передвижение ПО [2]. Поиск новых методов планирования траекторий ПО основан на исследовании возможностей и модификации известных методов, а также на применении методов искусственного интеллекта. Метод потенциальных полей [3 - 5] достаточно хорошо апробированный на практике, но аспекты его применения следует определять достаточно точно, а выполнить это можно только путем имитационного моделирования движения ПО в среде с препятствиями. Рассматривается двухмерная среда. Среда имеет в своем составе препятствия для движения ПО, количество которых задается также случайно. Имитационное моделирование движения ПО в разных средах, позволяет получить сведения об эффективности применения метода потенциальных полей при выполнении ПО поставленного перед ним задания.

**Постановка задачи.** Идея метода потенциальных полей состоит в том, что введены понятия сил притяжения и отталкивания: цель притягивает ПО, а препятствия отталкивают ПО. При планировании траектории контроллер ПО находит вектор, являющийся функцией цели (целевой точки на поверхности) и окружающих препятствий. Функция цели ПО представляет собой суперпозицию векторов притягивания и отталкивания.

При моделировании движения ПО с применением метода потенциальных полей руководствуемся законами движения подвижной точки и способами задания функции отталкивания от препятствий.

При моделировании движения ПО считаем, что препятствия представляют собой окружности радиуса  $r_i$ . Уравнение движения определены формулой:

$$x = \sum_i f_i(r_i, R_i) + f_0(\rho), \quad (1)$$

где  $f_i$  – сила отталкивания от  $i$ -го препятствия,  $f_0$  - сила притяжения к цели,  $r$  - вектор, направленный в точку цели. Но согласно работе [1], уравнение вида (1) не эффективно к применению, так как траектория движения после «соударения» с препятствием будет сильно «отбрасываться» назад, из-за того, что гашение инерции происходит не сразу. Поэтому построение траектории перемещения в модели реализуется на основе следующей формулы:

$$x = \sum_i f_i + f_0, \quad x = A(t) \times f_0(x, x_0) \sum_i \lambda(\pi_i, x_0, x) \times f(x, p_i), \quad (2)$$

где  $x$  – координаты робота,  $f_0$  – сила притяжения к целевой точке,  $f_i$  – сила отталкивания от  $i$ -го препятствия.

При выполнении моделирования считаем, что цель притягивает ПО с единичной силой, а илу силу отталкивания от каждого препятствия задаем так, что на границе она принимает единичное значение и направлена по нормали к препятствию. Вне препятствия сила отталкивания убывает пропорционально расстоянию. В имитационной модели применены функций отталкивания:  $f(x)=x^{-k}$ ,  $f(x)=e^{-ck}$ , где  $k, c$  являлись варьируемыми параметрами.

В постановку задачи имитации перемещения ПО входят условия (правила):

- если точка находится в достаточной близости от одного из препятствий, действием остальных можно пренебречь;

- угол поворота  $\varphi$  ПО на каждом шаге не должен превышать заданной величины;

- при движении учитываются только те препятствия, которые попадают в сектор обзора  $\pm(90^\circ + \varphi)$  относительно направления на цель;

- при попадании в достаточно близкую окрестность от препятствия робот производит разворот, стоя на месте;

- при вычислении функции отталкивания от препятствия полученное значение удобно умножать на некоторый коэффициент, зависящий от взаимного расположения в текущий момент движущейся точки, цели и данного препятствия.

При имитации движения расстояние до препятствия необходимо сравнивать с эталонной величиной для их обнаружения. Эта величина получена опытным путем и равна 25 см.

Моделирование движения выполняется в среде с разным числом препятствий, что позволяет оценить эффективность применения метода потенциальных полей.

**Алгоритмы имитационной модели.** Алгоритм программы имитационной модели для исследования перемещения ПО показан на рис. 1. Алгоритм имеет блочную структуру и состоит из подпрограмм.

*Подпрограмма получения данных с датчиков* формирует код запроса и через соответствующий интерфейс подает его на ультразвуковой датчик, который посылает ультразвуковой сигнал и «слушает эхо». В соответствии с временем ожидания вычисляется расстояние до препятствия. Затем осуществляет сбор информации от

ультразвукового датчика, и полученные данные заносятся в массив.

*Подпрограмма идентификации препятствия и объекта-цели.* Значение расстояния до препятствия в массиве сравнивается с эталоном и в случае, если значение меньше эталона они заносятся отдельные массивы, которые генерируются в соответствии с количеством препятствий. При определении расстояния может возникнуть ошибка из-за неровности поверхности, поэтому производим проверку (посылаем повторный сигнал на ультразвуковой датчик расстояния и считываем значение повторно).



Рис. 1. Алгоритм имитационной модели

*Подпрограмма определения координат (перевод из угловых величин в векторные)* осуществляет перевод координат из полярной системы в декартовую по формулам

$$x = r \cos \varphi, y = r \sin \varphi, \quad (3)$$

где  $x$  и  $y$  – искомые координаты,  $r$  – расстояние от робота до препятствия,  $\varphi$  – угол отклонения.

*Подпрограмма определения направления движения.* Зная координаты и направление вектора притягивания и отталкивания, можно вычислить вектор направления движения робота, путем их сложения по формуле

$$a+b = \{a_x+b_x, a_y+b_y\}. \quad (4)$$

*Подпрограмма формирования сигнала управления.* В соответствии с указанным направлением подается сигнал на драйверы двигателей.

*Подпрограмма определения интервала движения.* Интервал зависит от скорости обработки и поэтому он будет варьироваться в зависимости от количества времени затраченного на получение и обработку данных.

Движение ПО имитируется в среде, которая имеет препятствия. Расположение препятствий случайное и задается соответствующей процедурой, алгоритм которой показан на рис. 2.

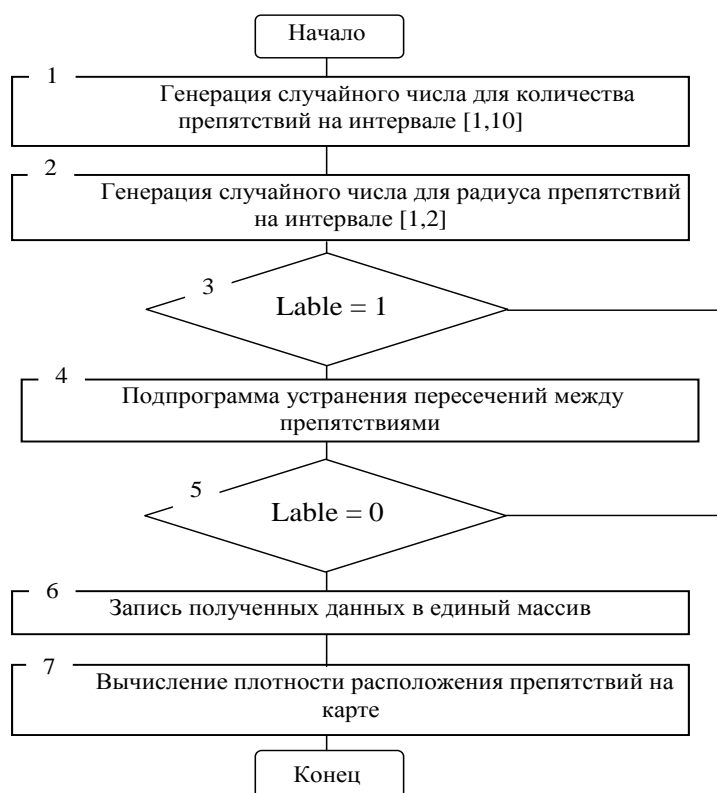


Рис. 2. Схема алгоритма генерации случайных препятствий

Так как при генерации препятствий следует избегать их наложения друг на друга, то для этого имеется *подпрограмма устранения пересечений между препятствиями*. Данная подпрограмма состоит из двух вложенных циклов, которые осуществляют сравнение

элементов массива препятствий (каждый с каждым) для проверки допустимого расстояния между центрами препятствий. Допустимое расстояние зависит от текущего радиуса препятствия.

**Результаты моделирования.** Моделирование выполнено в среде Matlab на 158-ми случайно сгенерированных сценах с препятствиями. Варьируемыми параметрами являлись координаты препятствий на плоскости ( $x, y$ ) и плотность их размещения.

На рис. 3 представлен результат моделирования движения ПО. На карте ПО огибает препятствия, двигаясь из точки (0;0) в, заданную точку с координатами (20;20).

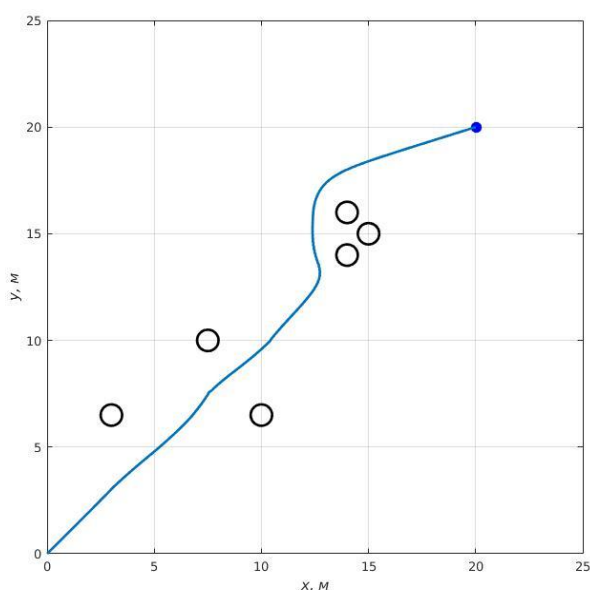


Рис. 3. Результат построения траектории со статическими препятствиями

Результаты моделирования представлены в табл. 1 и 2.

Таблица 1.

**Частота выполненных заданий**

Диапазон	Количество препятствий									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0 – 0,043	11	12	4	3	0	0	0	0	0	0
0,043 – 0,086	0	8	10	11	6	2	4	1	0	0
0,086 – 0,129	0	0	1	5	1	3	1	2	3	2
0,129 – 0,172	0	0	0	0	2	3	2	3	2	1
0,172 – 0,215	0	0	0	0	0	3	0	2	0	0
0,215 – 0,258	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0,258 – 0,301	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0

На основе полученных данных о результате прохождения по каждой из 158 сцен составлена таблица частота выполненных заданий (табл. 1), а так же таблица не выполненных заданий (табл. 2). В строках указывается диапазоны плотностей, а в столбцах количество препятствий. Сама же таблица отражает количество правильно выполненных заданий в зависимости от заданного диапазона плотности и количества препятствий на сцене.

Таблица 2.

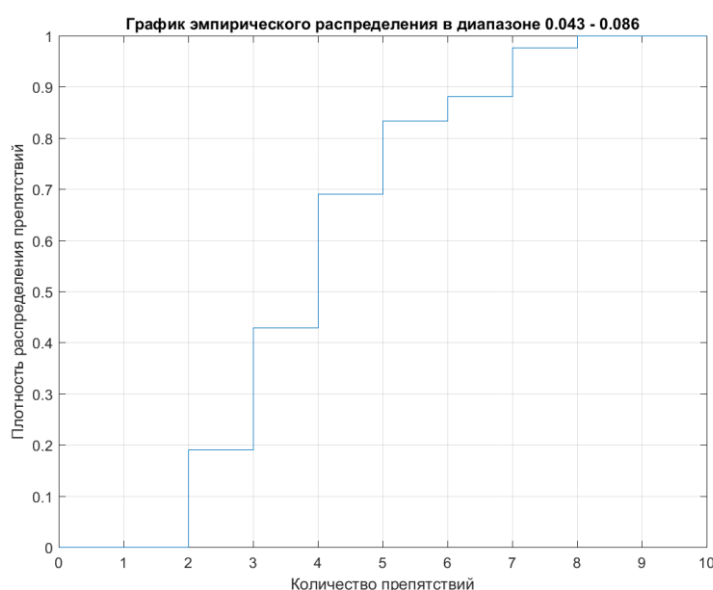
**Частота не выполненных заданий**

Диапазон	Количество препятствий									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0 – 0,043	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0,043 – 0,086	0	0	1	3	0	2	3	0	0	0
0,086 -0,129	0	0	0	2	2	4	0	1	0	2
0,129 – 0,172	0	0	0	0	2	2	1	1	3	2
0,172 – 0,215	0	0	0	0	0	2	2	2	0	2
0,215 – 0,258	0	0	0	0	0	0	0	2	4	1
0,258 – 0,301	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

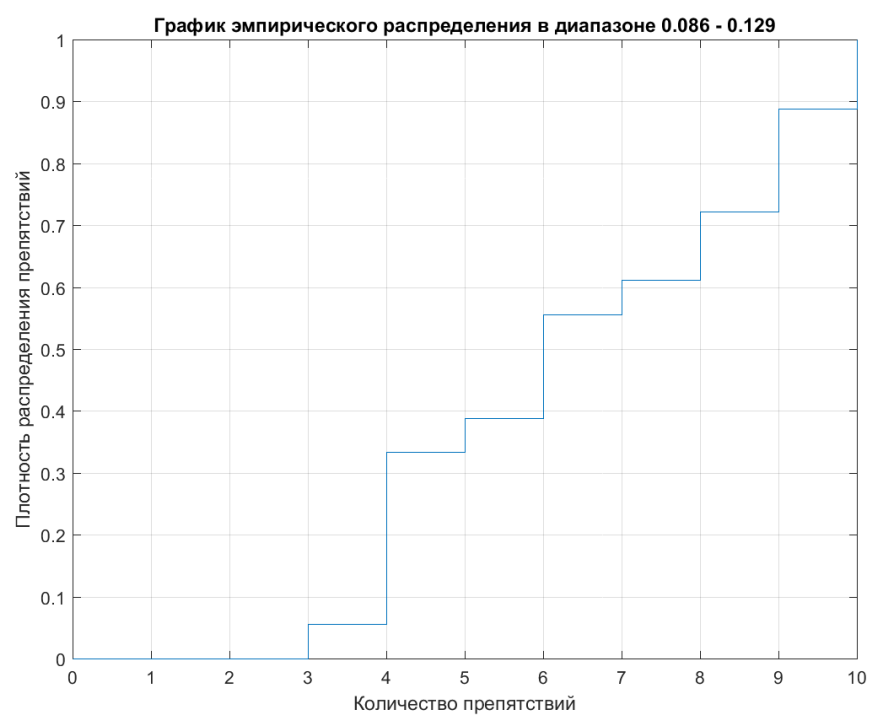
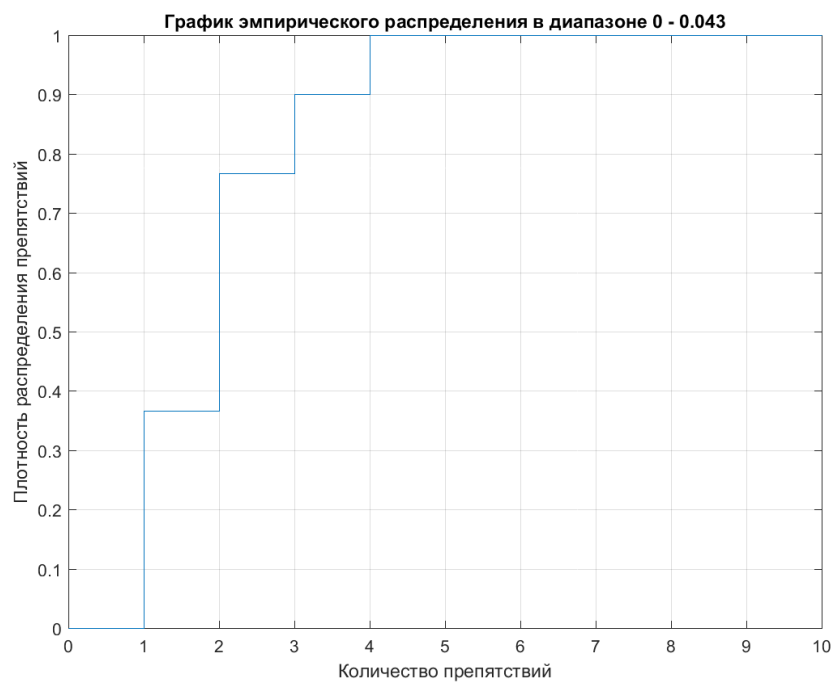
Правильно выполненным заданием считается, такая траектория пути ПО, которая не пересекает и не касается ни одного препятствия на сцене, а так же начинается в точке (0;0) и заканчивается в точке (20;20), т.е. не попадает в локальный минимум.

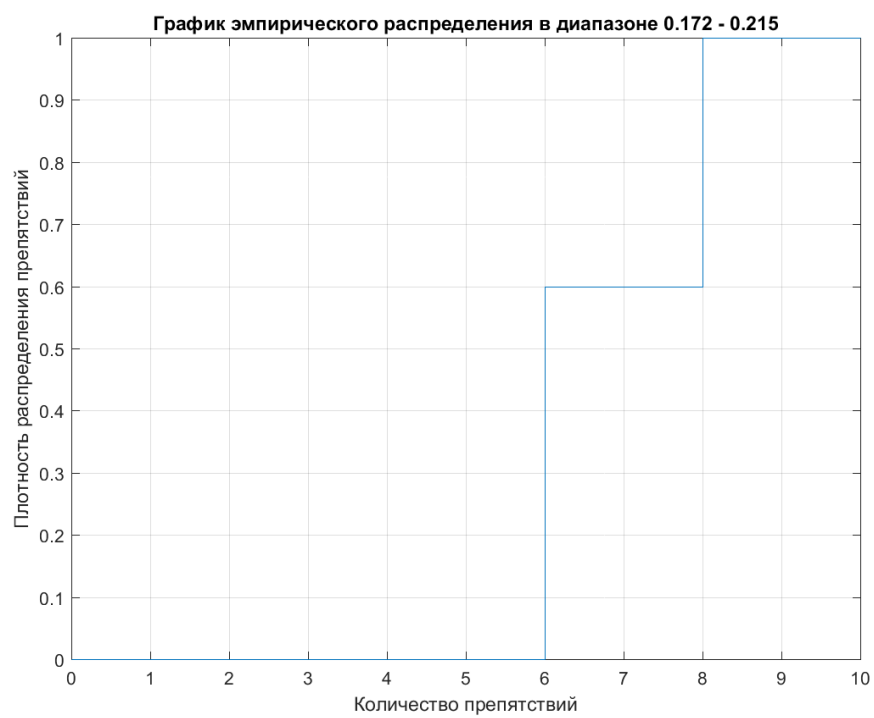
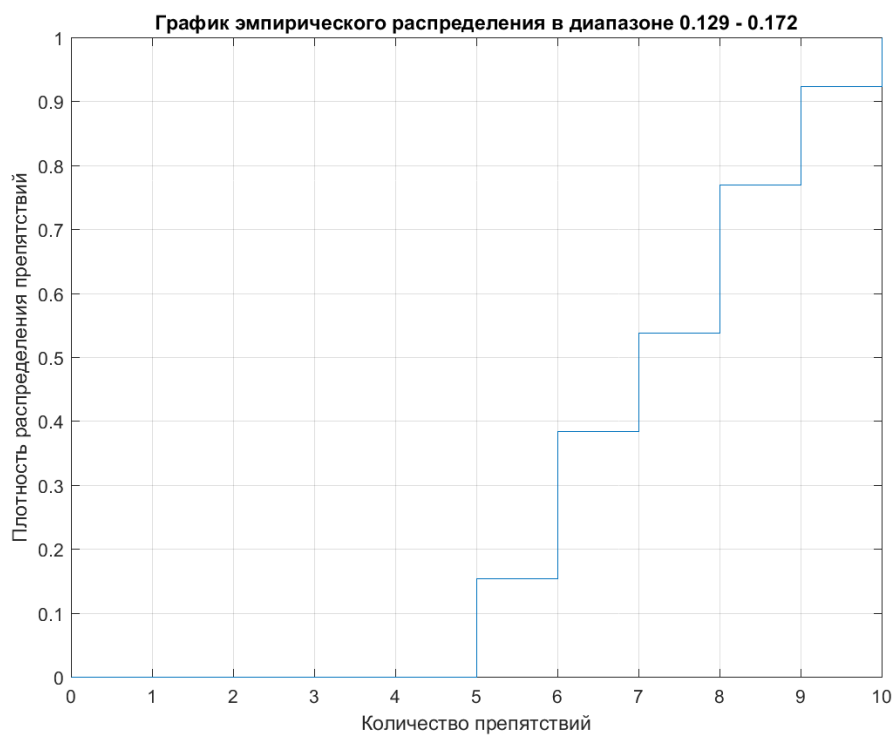
На рис. 4 показаны графики эмпирических распределений числа выполненных и не выполненных заданий

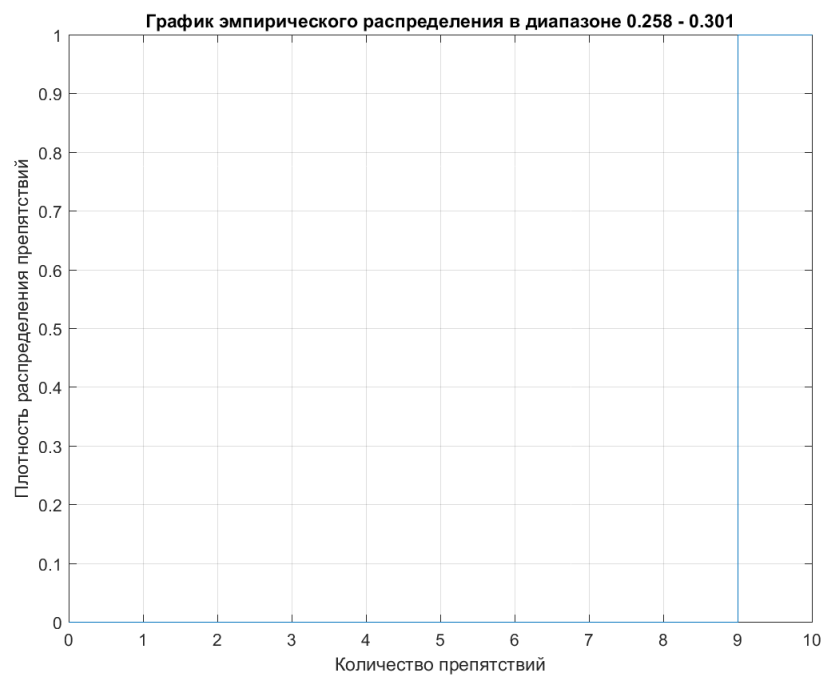
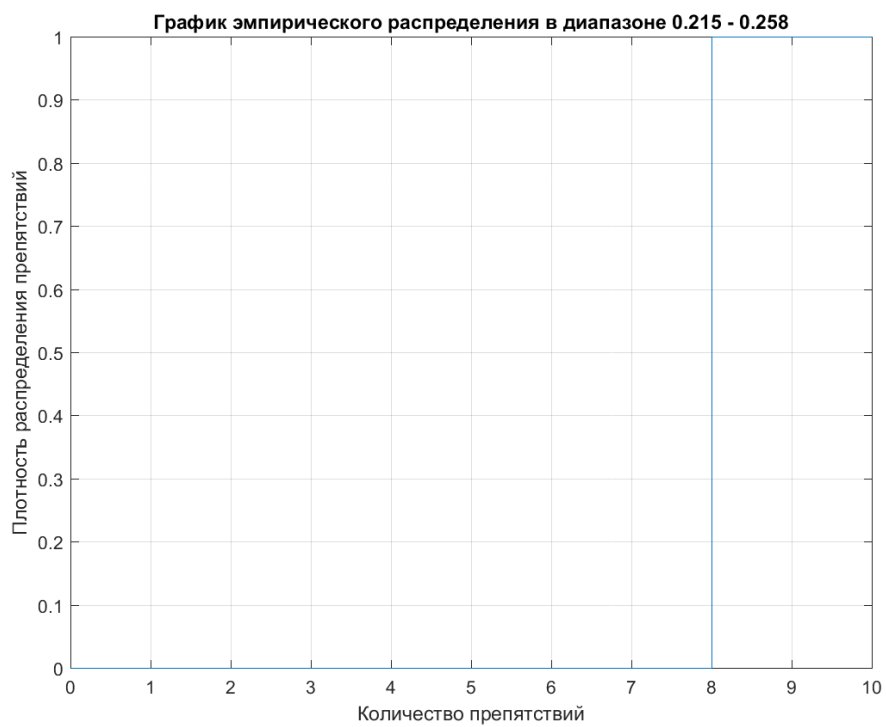
## ГРАФИКИ ДЛЯ ПОЛОЖИТЕЛЬНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ



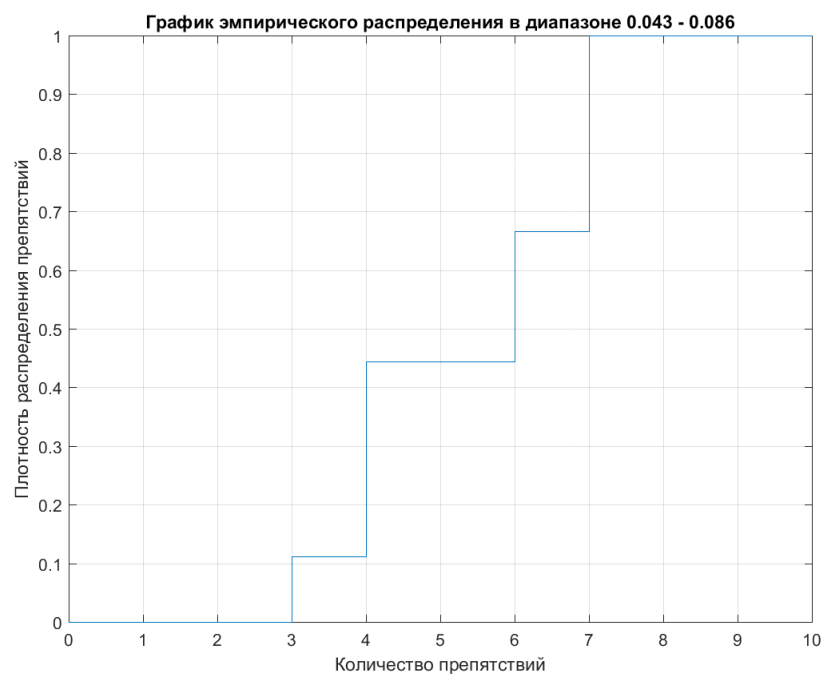
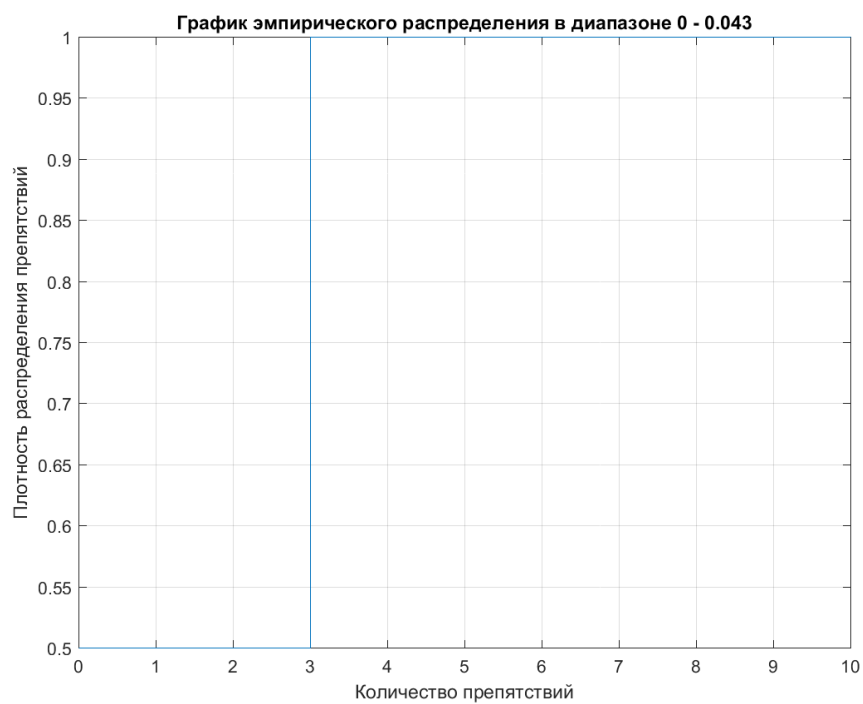


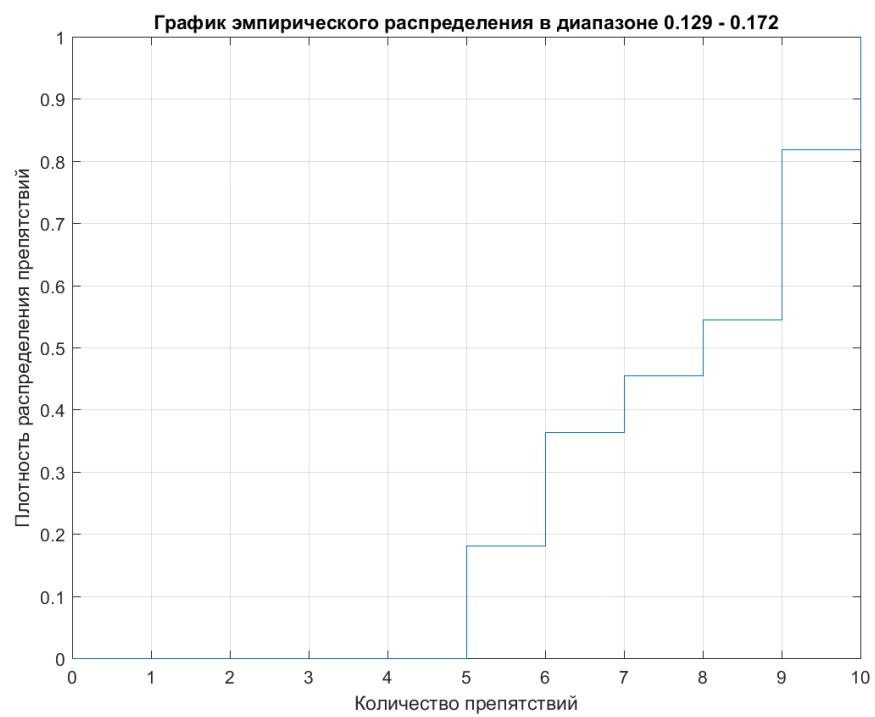
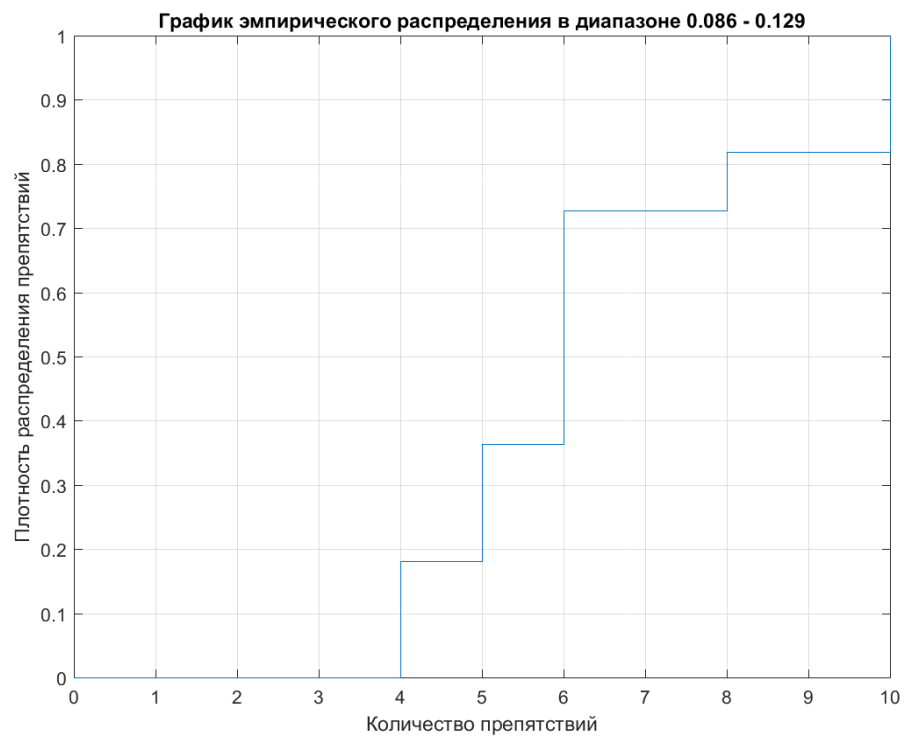


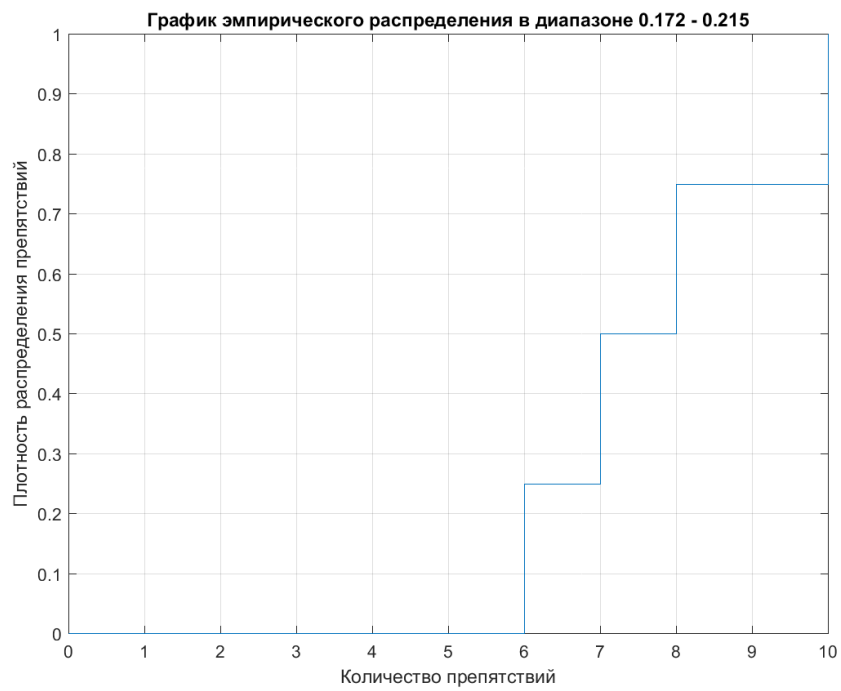




## ГРАФИКИ ДЛЯ ОТРИЦАТЕЛЬНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ







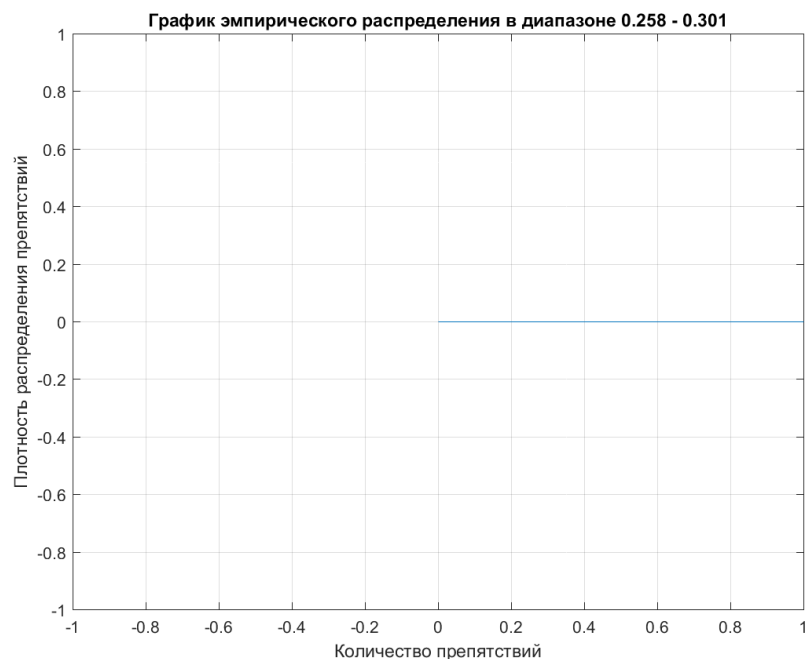


Рис. 4. Графики эмпирических распределений

**Заключение.** Имитационное моделирование движения ПО в случайно генерированных средах позволило выполнить исследования движения ПО. По результатам моделирования на основании эмпирических данных можно делать вывод об успешности выполнения ПО поставленной перед ним задачи при применении метода потенциальных полей для планирования траектории движения ПО.

Результаты работы могут быть полезны при разработке программно-алгоритмических средств систем управления и мониторинга движения ПО в двухмерных средах

#### Литература:

1. Метод потенциалов в задаче выбора путей: история и перспективы. [Электронный ресурс] / Режим доступа: [http://www.keldysh.ru/papers/2001/prep40/prep2001\\_40.html](http://www.keldysh.ru/papers/2001/prep40/prep2001_40.html)
2. Белоглазов Д.А., Гайдук А.Р., Косенко Е.Ю., Медведев М.Ю., Пшихопов В.Х., Соловьев В.В., Титов А.Е., Финаев В.И., Шаповалов И.О. Групповое управление подвижными объектами в неопределенных средах / Под ред. В.Х. Пшихопова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2015. – 300 с.
3. Платонов А.К., Кирильченко А.А., Колганов М.А. Метод потенциалов в задаче выбора пути: история и перспективы развития / ИПМ им. М.В. Келдыша. – М., 2001. – 32 с.
4. Klein K., Sequeira V. View planning for the 3D modelling of Real World Scenes. 2000 IEEE/RSJ IROS, – vol. II, 2000. – P. 943–948.

5. Rimon E., Koditschek D.E. The construction of analytic diffeomorphisms for star worlds // IEEE Int. Conf. Rob. and Autom., roc. Vol.1. Waschington etc., 1989. PP. 21-26.
6. Финаев В.И. Модели систем принятия решений: Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. - 118 с.
7. Мелихов А.Н., Берштейн Л.С., Коровин С.Я. Ситуационные советующие системы с нечеткой логикой – М.: Наука, 1990. – 272 с.
8. Финаев В.И. Моделирование при проектировании информационно-управляющих систем. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002. – 117 с.

УДК 681.51

## НЕЧЕТКИЙ КОНТРОЛЛЕР ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ПОДАЧЕЙ ГАЗА ПО ТРУБОПРОВОДАМ

**Заргарян Е.В.,**  
доцент каф. САУ ЮФУ  
e.zargaryan@gmail.com

***Аннотация.** Предлагается метод синтеза регулятора для управления подачей газа в трубопровод на основе нечеткого контроллера. Разработана модель нечеткого контроллера и выполнено моделирование его работы. Результаты моделирования подтвердили правильность принимаемых нечетким контроллером решений.*

***Ключевые слова:** газ, транспортировка, трубопровод, параметры, неопределенность, нечеткий контроллер*

**Введение.** Теория автоматического управления успешно решает задачи управления при существовании адекватной математической модели объекта управления [1]. Модель транспортировки газа по трубам получить сложно, т.к. это процесс является нестационарным, нелинейным и с большой степенью последствий. В этих условиях обычно применяют модели принятия решений [2], реализованные на основе формализации экспертных знаний. Принятие решений выполняется с применением понятия «лингвистическая переменная» [3] и других положений теории нечетких множеств [4]. Управление подачей газа в таких условиях выполняется с применением нечетких или гибридных регуляторов [5, 6]. Задача разработки нечетких регуляторов на основе полученных и обработанных экспертных знаний, и их применения для управления потоками транспортируемого по трубопроводам газа остается актуальной,



поэтому в рамках этой задачи в данной статье предлагается модель принятия решений относительно управлений, а также схемная реализация регулятора и приведены результаты моделирования его работы.

**Постановка задачи.** Для описания параметров задачи применяется нечеткое множество  $A$ , которое задают на базовом множестве  $X$  в виде  $\tilde{A} = \{\mu_A(x)/x\}$ ,  $x \in X$ , где  $\mu_A(x)$  – отображение (функцией принадлежности) элемента  $x \in X$  в единичный отрезок  $[0,1]$ .

Лингвистическая переменная (ЛП) определена [3]:

$$\langle \alpha_i, T(\alpha_i), X, G, M \rangle, i = \overline{1, n}, \quad (1)$$

где  $\alpha_i$  – название  $i$ -й ЛП;  $T(\alpha_i)$  – терм-множество;  $X$  – область определения;  $G$  – синтаксическое правило;  $M$  – семантическое правило.

Для ЛП  $\alpha_i$  нечеткие переменные (НП)  $\alpha_i^j$  составляют терм-множества, и задают их в виде тройки:

$$\langle \alpha_i^j, X, \tilde{C}(\alpha_i^j) \rangle, j = \overline{1, m} \quad (2)$$

где  $\alpha_i^j$  – наименование НП;  $X$  – базовое множество;  $\tilde{C}(\alpha_i^j) = \{\langle \mu_{C(\alpha_i^j)}(x) / x \rangle\}$ ,  $x \in X$  – нечеткое подмножество множества  $X$ ,  $\mu_{C(\alpha_i^j)}(x)$  – функции принадлежности.

Функционирование нечеткого регулятора определено экспертной базой правил [7]:

$$\{\tilde{R}_i\}_{i=1}^k = \begin{cases} \tilde{R}_1 : \tilde{A}_1 o \tilde{r}_1 = \tilde{A}_1 o (\tilde{A}_{11} \rightarrow \tilde{A}_{21}) = \tilde{B}_1; \\ \tilde{R}_2 : \tilde{A}_2 o \tilde{r}_2 = \tilde{A}_2 o (\tilde{A}_{12} \rightarrow \tilde{A}_{22}) = \tilde{B}_2; \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ \tilde{R}_k : \tilde{A}_k o \tilde{r}_k = \tilde{A}_k o (\tilde{A}_{1k} \rightarrow \tilde{A}_{2k}) = \tilde{B}_k; \end{cases}$$

$$\tilde{B} = \bigcup_{i=1}^k \tilde{B}_i, \quad z = dfz \tilde{B},$$

где « $\circ$ » – операция композиции;  $\rightarrow$  – операция нечеткой импликации;  $\{\tilde{R}_i\}_{i=1}^k$  – множество нечетких продукционных правил;  $\tilde{B}_i$ ,  $i = \overline{1, k}$  – локальный вывод из каждого правила;  $\tilde{B}$  – общий вывод из базы правил  $\{\tilde{R}_i\}_{i=1}^k$ ;  $\tilde{A}_i = fuzz(x)$ ,  $i = \overline{1, k}$  – процедура фаззификации – преобразования физической величины в нечеткую пере-

менную,  $dfz$  – процедура дефазификации,  $z=dfz \tilde{B}$  – преобразование нечеткого множества  $\tilde{B}$  в физическую переменную  $z$ .

Работа нечеткого контроллера реализована, как модель регулятора в терминах «вход-выход». На рис. 1 показаны преобразования физических входных переменных в НП оператором  $fazz$  и НП в физические оператором  $dfz$ , используемыми в теории нечеткого управления [3].

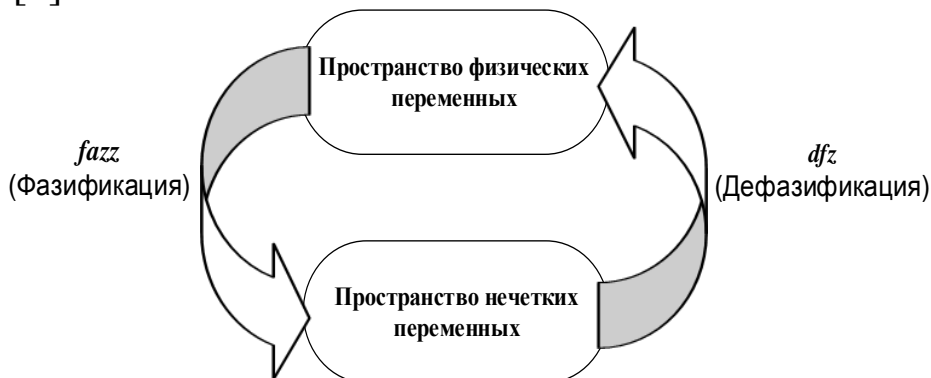


Рис. 1. Преобразования переменных операторами  $fazz$  и  $dfz$

**Решение задачи.** Входные параметры: температура  $t$ , давление  $P$  газа, степень изношенности трубы  $K$ . Выходные параметры: рекомендуемая температура  $Rt$ , рекомендуемое давление  $RP$  природного газа. Газ надо охлаждать. Поэтому будем считать температуру газа с максимально допустимым значением  $20^\circ\text{C}$  и с минимально допустимым значением  $-20^\circ\text{C}$ .

Зададим терм-множество ЛП  $t$  в виде множества  $T(t)=\{NU$  – очень низкая;  $NNU$  – ниже нуля,  $ZR$  – около нуля,  $PNU$  – немного выше нуля,  $PU$  – высокая температура}. На рис. 2 показаны за функции принадлежности  $\mu_t$  для НП терм-множества  $T(t)$ .

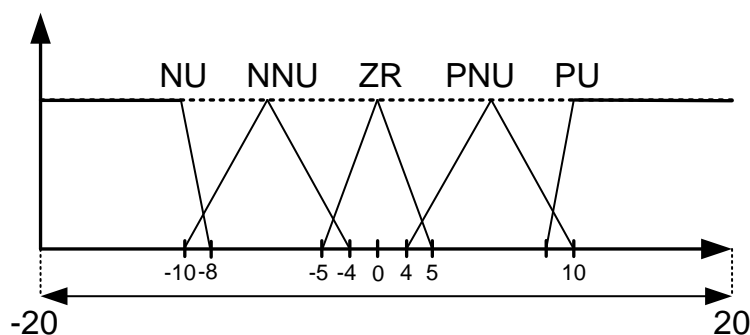


Рис. 2. Функция принадлежности терм-множества  $T(t)$

Рабочее давление газа в газопроводе меняется в пределах от 2,5 МПа до 10 МПа. Зададим терм-множество ЛП  $P$  в виде  $T(P)=\{ZR$  – нулевое;  $D1$  – 1-го уровня,  $D2$  – 2-го уровня,  $D3$  – 3-го уровня,  $D4$  – 4-го уровня,  $D5$  – 5-го уровня,  $D6$  – 6-го уровня,

$D7$  – 7-го уровня,  $D8$  – 8-го уровня,  $D9$  – 9-го уровня,  $D10$  – 10-го уровня,  $D11$  – 11-го уровня,  $D12$  – 12-го уровня,  $DMax$  – максимальный уровень}. На рис. 3 показаны заданные функции принадлежности  $\mu_P$  для НП терм-множества  $T(P)$ .

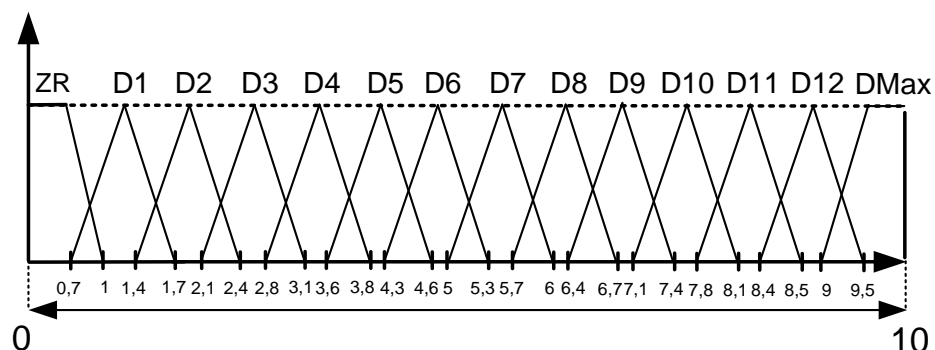


Рис. 3. Функция принадлежности терм-множества  $T(P)$

Степень коррозии определим в процентном измерении, т.е. 0 % соответствует идеальному состоянию трубы. Если степень коррозии более 25 %, то будет опасная изношенность, о чем следует передать сообщение оператору.

Степень коррозии определим ЛП  $K$  с терм-множеством  $T(K)=\{ZR$  – нулевая;  $DN$  – допустимая низкая,  $DS$  – средняя,  $B$  – большая,  $V$  – очень высокая}. На рис. 4 показаны заданные функции принадлежности  $\mu_K$  для НП терм-множества  $T(K)$ .

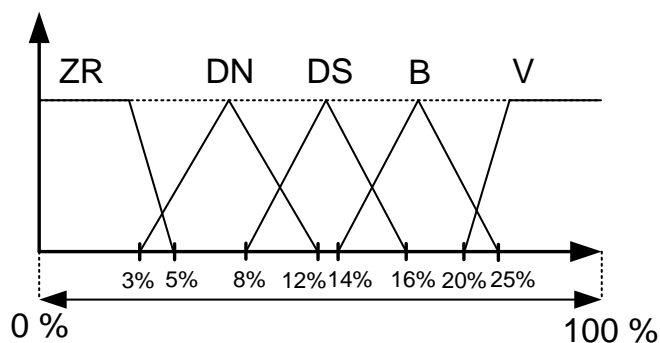


Рис. 4. Функция принадлежности терм-множества  $T(K)$

На каждом участке газопровода через 100 – 150 км устанавливаются измерительные блоки в количестве 5 штук. Общее количество входных переменных для контроллера будет равным 15, т.е. температура газа определена множеством значений  $t\{t_1, t_2, t_3, t_4, t_5\}$ , давление –  $P\{P_1, P_2, P_3, P_4, P_5\}$ , а степень коррозии –  $K\{K_1, K_2, K_3, K_4, K_5\}$ .

Выходными параметрами нечеткого контроллера являются рекомендуемое давление ( $RP$ ) и рекомендуемая температура ( $Rt$ ). За-

дадим терм-множество ЛП  $RP$  в следующем виде  $T(RP)=\{ZR - \text{нулевое}; D1 - 1\text{-го уровня}, D2 - 2\text{-го уровня} - D12 - 12\text{-го уровня}, DMax - \text{максимальный уровень}\}$ . На рис. 5 показаны заданные функции принадлежности  $\mu_{RP}$  для НП терм-множества  $T(RP)$ .

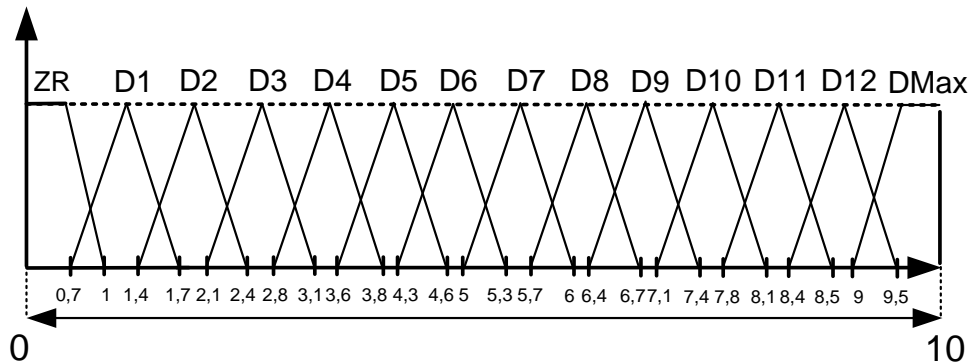


Рис. 5. Функция принадлежности терм-множества  $T(RP)$

Зададим терм-множество ЛП  $Rt$  в следующем виде  $T(Rt)=\{ZR - \text{оставить без изменений}, NNU - \text{немного уменьшить}, NU - \text{средне уменьшить}, PNU - \text{сильно уменьшить}, PSNU - \text{очень сильно уменьшить}\}$ . На рис. 6 показаны заданные функции принадлежности  $\mu_{Rt}$  для НП терм-множества  $T(Rt)$ .

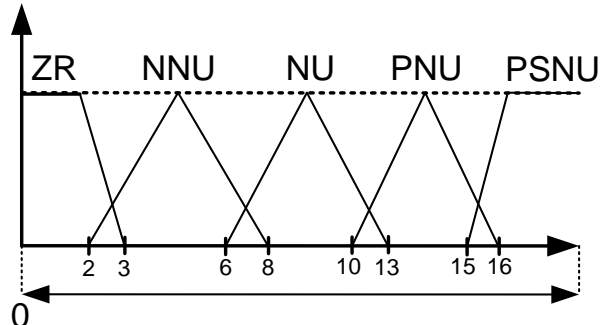


Рис. 6. Функция принадлежности терм-множества  $T(Rt)$

**Результаты моделирования.** Средой моделирования для нечеткого контроллера является программный пакет MATLAB [20]. В пакете MATLAB определены входные и выходные переменные нечеткого контроллера в виде ЛП с терм-множествами. Создана база правил нечеткого контроллера с применением программы Fuzzy Logic Toolbox.

В программе MATLAB Simulink создана модель системы управления на основе разработанного нечеткого контроллера. Модель системы управления в программе Simulink показана на рис. 7.

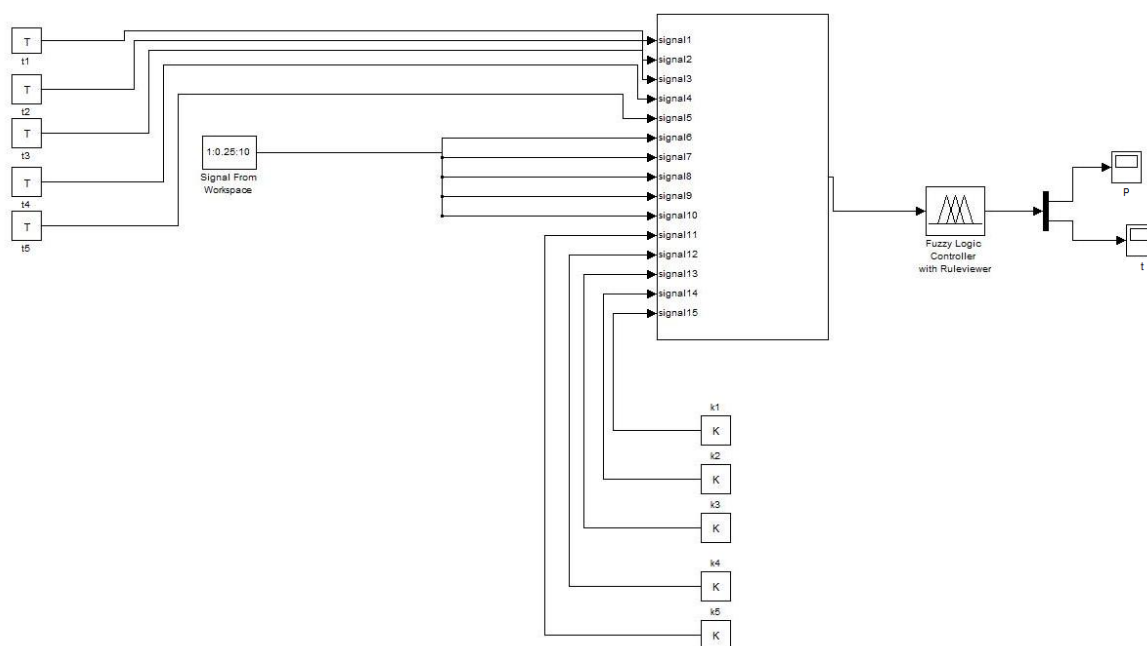


Рис. 7. Модель системы управления

Выполним имитацию состояний прокачки газа с температурой, которая должна обеспечить максимальную производительность прокачки газа по трубопроводу при условии, что у него нет никаких физических повреждений. Результаты работы нечеткого контроллера представлены на рис. 8 - 10.

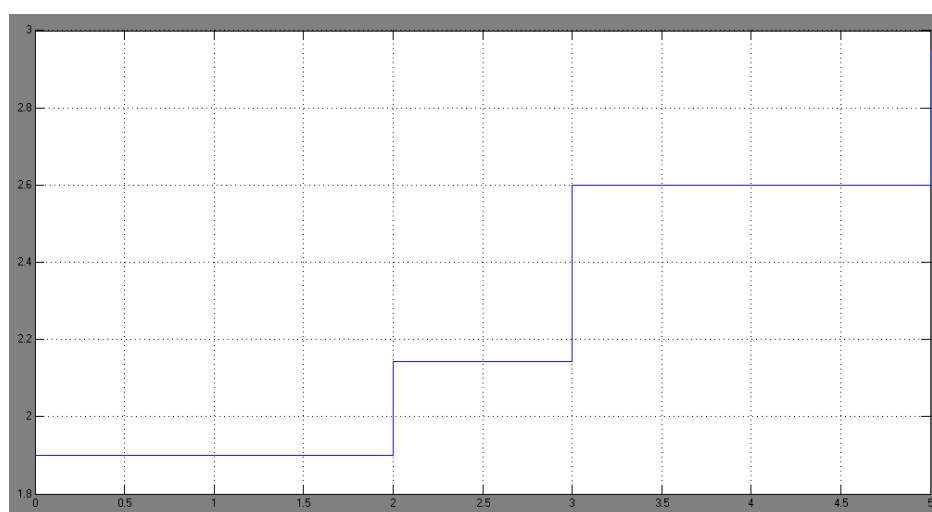


Рис. 8. Результат работы нечеткого контроллера по стабилизации давления в течение 5 секунд

Из результатов моделирования следует, что при благоприятных условиях транспортировки газа по газопроводу система контроля пытается максимально использовать газопровод при загрузке газом, плавно наращивая давление.

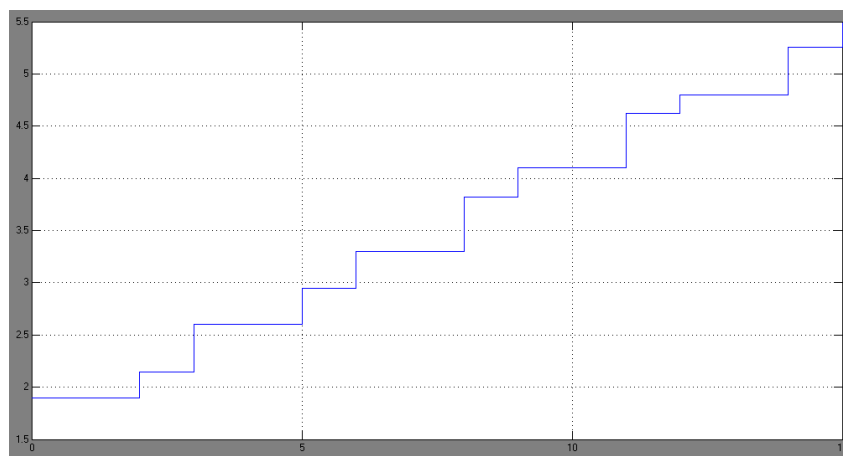


Рис. 9. Результат работы нечеткого контроллера по стабилизации давления в течение 15 секунд

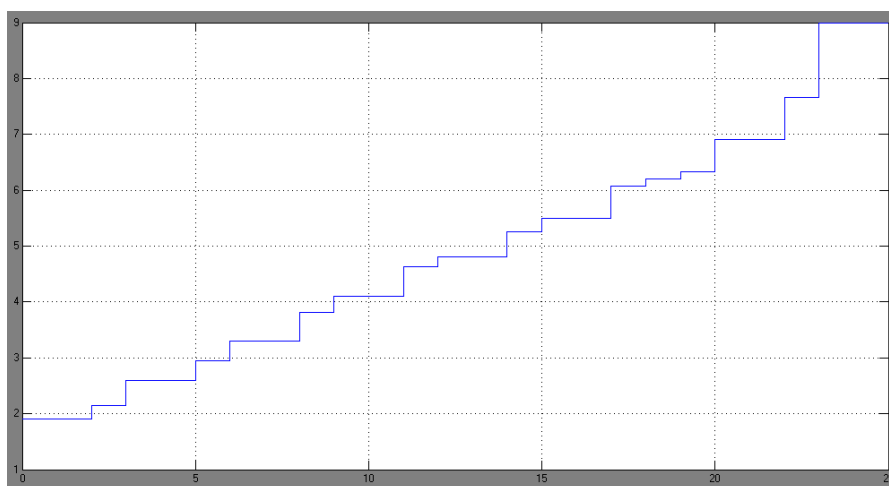


Рис. 10. Результат работы нечеткого контроллера по стабилизации давления в течение 25 секунд

Интерес представляют собой состояния газопровода, которые выходят за рамки допустимых, или находятся на границе допустимых состояний. Поэтому рассмотрим графиков, отражающих поведение системы управления при моделировании состояний, когда температура и состояния газопровода не удовлетворяют требованиям.

На графике, показанном на рис. 11, приведен результат моделирования при понижении температуры газа с 10°С до 5°С градусов. На графике, показанном на рис. 12, показана отработка системой команды на понижение температуры газа до 8°С градусов. Как видно, в этом случае система отрабатывает задающее воздействие с ошибкой порядка 0,2°С градуса.

Рассмотрим, как будет система управления с нечетким контроллером обрабатывать уставки при изношенном газопроводе.

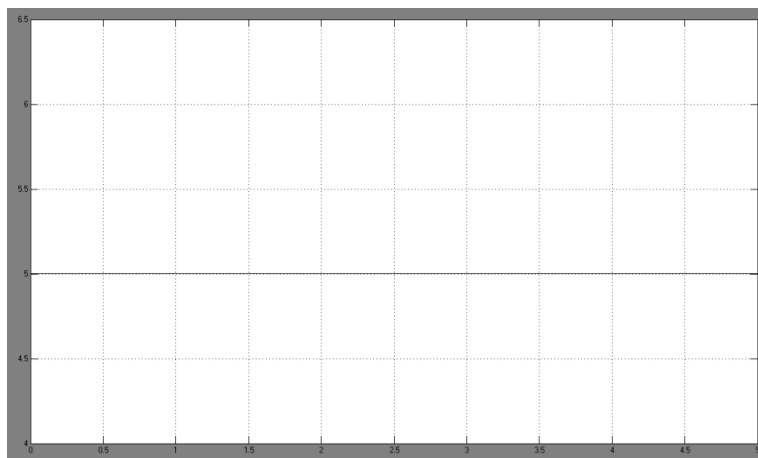


Рис. 11. Результат работы нечеткого контроллера по стабилизации температуры, для входной температуры газа 5 °C



Рис. 12. Результат работы нечеткого контроллера по стабилизации температуры, для входной температуры газа 8 °C

Очевидно, и в этом случае система обрабатывает задающее воздействие в 8°C с ошибкой порядка 0,2°C.

На рис. 13 приведены результаты моделирования системы управления по отработке уставки в 10°C в случае достаточно сильной изношенности газопровода вследствие коррозии. В этом случае система управления ограничивает максимальное давление газа, и сообщает о сложившейся ситуации оператору.

**Заключение.** На основании изложенного, можно заключить, что согласно приведенным результатам моделирования, получено наглядное подтверждение правильности принимаемых нечетким контроллером решений. Изучив работу нечеткого контроллера при различных входных воздействиях, и убедившись том, что система управления транспортировкой потока газа на основе нечеткого контроллера справляется с поставленными задачами, можно начать работы по технической реализации системы управления и контроля.

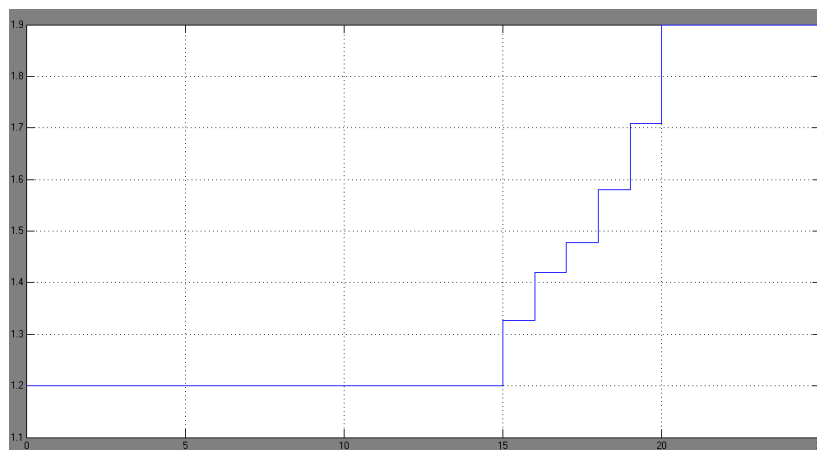


Рис. 13. Ограничение давления при изношенности газопровода

### Литература:

1. Гайдук А.Р. Системы автоматического управления. Примеры, анализ и синтез. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. – 415 с.
2. Финаев В.И. Модели принятия решений: Учеб. пособие. Таганрог: ТРТУ, 2005. – 118 с.
3. Заде Л. Понятие лингвистических переменных и его применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976. – 165 с.
4. Аверкин А.Н., Батырин И.З., Блиншун А.Ф., Силаев Б.В., Тарасов Б.Н. Нечеткие множества в моделях управления и искусственного интеллекта. М.: Наука, 1986. – 312 с.
5. Финаев В.И., Игнатьев В.В. Системы управления на основе объединения классической и нечеткой моделей объекта. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013. – 158 с.
6. Белоусов О.А. Гибридный регулятор для энергосберегающего управления электрокамерными печами // Промышленные контроллеры АСУ, 2005, №7. С.29 – 30.
7. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzy TECH. СПб: БХВ-Петербург, 2005. – 736 с.



## СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПОДВИЖНЫМ ОБЪЕКТОМ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

**Пушнина И.В.**,  
ассистент каф. САУ ЮФУ  
inna.pushnina@gmail.com

***Аннотация.** Рассмотрены особенности задачи слежения подвижного объекта за перемещающейся целью и её сопровождением. Предложено решение задачи с применением ситуационной модели управления, т.к. существует неопределенность в постановке задачи. Приведено вербальное задание параметров задачи и разработан алгоритм движения цели и подвижного объекта для задачи ситуационного управления.*

***Ключевые слова:** подвижной объект, цель, вербальные параметры, ситуационное управление, алгоритмизация*

**Введение.** Планированию траекторий подвижных объектов (ПО) и управлению движением посвящено много статей и монографий [1 - 4]. На ПО установлена система технического зрения и навигационная система, что позволяет следить за окружающей средой и оценивать её состояние. Принятие решений выполняется в условиях неполноты, апостериорной ошибочности информации о препятствиях и о цели. Задача позиционного управления и траекторного управления – задачи управления верхнего (позиционного) и нижнего (регуляторного) уровня [1]. На регуляторном уровне задачи решаются методами теории автоматического управления [5]. Выбор траектории движения ПО, оценка состояний ПО в пространстве, выбор направления обхода препятствий в условиях неопределенности решается с применением методов искусственного интеллекта [6, 7].

Необходимость применения систем принятия решения для решения задач управления ПО в условиях неопределенности определена тем, что при выполняется интерпретация изображений объектов во внешней среде и по результатам этой интерпретации вырабатываются управления для ПО. Задача систем принятия решений успешно решаются с применением методов теории нечетких множеств [8] и нечеткой логики [9].

**Постановка задачи.** При решении задачи слежения есть два объекта – ПО и цель. Цель перемещается случайным образом и

представляет собой объект круглой формы. ПО передвигается на гусеницах с двумя приводами. На ПО закреплена видеокамера. При слежении и поддержании заданного расстояния от ПО до цели, ПО должен оперативно отслеживать перемещение цели. Общий алгоритм работы системы управления показан на рис. 1.

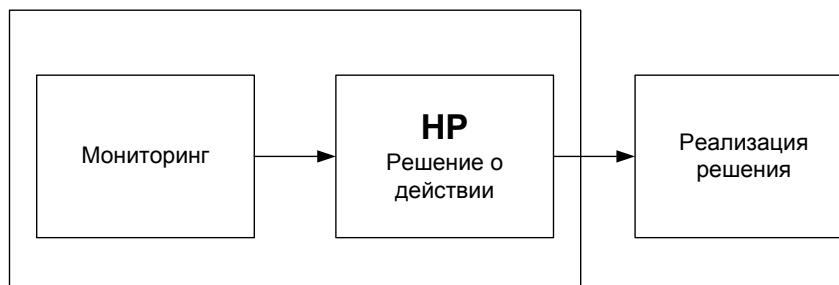


Рис. 1. Общий алгоритм нечеткого управления

Необходимо разработать нечеткий регулятор (НР) для системы автоматического управления наведением ПО на цель.

Информация от видеокамер фиксируется в блоке «Мониторинг». Для НР формируется информация в виде входной лингвистической переменной (ЛП) «перемещение объекта»  $T = \{\text{«вправо»}, \text{«влево»}, \text{«вперед»}, \text{«назад»}\}$ . На основе этой информации должно быть выработано управление.

**Решение задачи.** База данных НР составляется на основе экспертных оценок, которые представляют собой следующие данные:

- наблюдаемые атрибуты - информация от датчиков или измерительных приборов;
- производные атрибуты - промежуточные данные;
- управляемые атрибуты предназначены непосредственно для управления ПО.

Определим смещение цели или изменение её формы путем заполнения с одной стороны контрольных интервалов точками цели и с другой стороны - точками фона. Ориентация и ПО и цели происходит в земной системе координат. Выбор контрольных интервалов выполним в направлениях: северное направление, которому соответствует атрибут «северное заполнение» -  $N$ ; южное направление, которому соответствует атрибут «южное заполнение» -  $S$ ; восточное направление, которому соответствует атрибут «восточное заполнение» -  $O$ ; западное направление, которому соответствует атрибут «западное заполнение» -  $W$ .

Если происходят более сложные изменения формы цели, то следует применять дополнительные направления:

- северо-восточное направление, которому соответствует атрибут «северо-восточное заполнение» -  $NO$ ;
- северо-западное направление, которому соответствует атрибут «северо-западное заполнение» -  $NW$ ;
- юго-восточное направление, которому соответствует атрибут «юго-восточное заполнение» -  $SO$ ;
- юго-западное направление, которому соответствует атрибут «юго-западное заполнение» -  $SW$ .

Контрольные интервалы расположим равномерно по периметру цели, а их продолжения совсем не обязательно может иметь пересечение в одной точке. Рассматривается цель с круглой формой, и для неё перемещение определялось по четырем координатам  $A$ ,  $B$ ,  $C$  и  $D$ , (см. рис. 2).

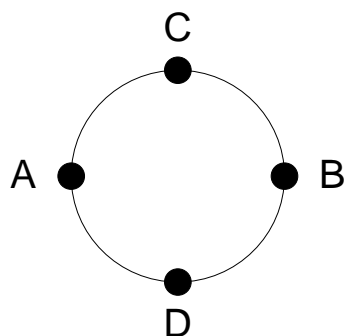


Рис. 2. Расположение координат цели при мониторинге

Атрибуты цели определены нечеткими переменными (НП).

Атрибуты « $N$  – заполнение» и « $S$  – заполнение» имеют одно наименование в виде ЛП с терм-множествами  $T_N = T_S = \{\text{малое, среднее, большое, очень большое}\}$ . Атрибуты « $O$  – заполнение» и « $W$  – заполнение» имеют наименование в виде ЛП с терм-множествами:  $T_O = T_W = \{\text{очень малое, малое, среднее, большое}\}$ .

Дополнительные атрибуты определены терм-множеством  $T_{NO} = T_{NW} = \{\text{малое, большое}\}$ ,  $T_{SO} = T_{SW} = \{\text{незначительное, нормальное, "значительное"}\}$ . Базовые множества - шкалы смещения цели в метрах, а универсальное множество - шкала  $[0, 1]$ .

Координаты и параметры управляемого ПО определим атрибутами: собственная высота объекта  $mL$  (метры); собственная скорость объекта  $mV$  (метры/секунду); собственный курс объекта  $mC$  (градусы). Данные атрибуты задаются и применяются как четкие значения. Экспертами выполнены определения и задание производных атрибутов:

- для горизонтального перемещения объекта применена ЛП «перемещение по горизонтали»  $oG+$ , имеющая терм-множество  $T_{oG+} = \{\text{значительно влево, влево, незначительное, вправо, значительно вправо}\}$  при значениях базового множества  $X = \{0, 50, 100, 150, 200\}$ ; вид функций принадлежности (ФП) НП ЛП «перемещение по горизонтали» показан на рис. 3;

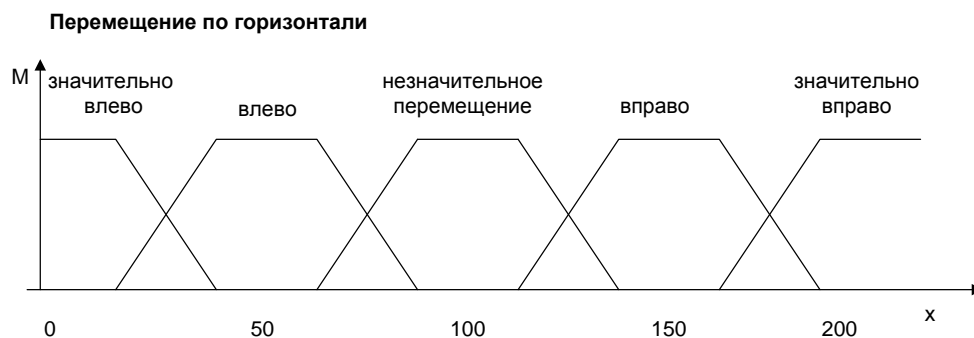


Рис. 3. Функции принадлежности нечетких переменных

- для вертикального перемещения цели применена ЛП «перемещение по вертикали»  $oH+$  с терм-множеством  $T_{oH+} = \{\text{значительно вниз, вниз, незначительное, вверх, значительно вверх}\}$  при значениях базового множества  $X = \{0, 50, 100, 150, 200\}$ ; вид ФП НП ЛП «перемещение по вертикали» показан на рис. 4;

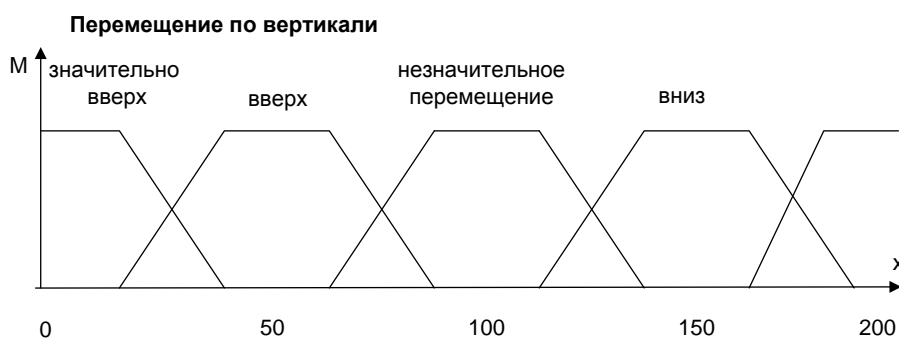


Рис. 4. Функции принадлежности нечетких переменных

- для описания скорости цели, как объекта наблюдения, применена ЛП «скорость движения»  $oV+$  с терм-множеством  $T_{oV+} = \{\text{незначительно, медленно, быстро, очень быстро}\}$ .

На рис. 5 изображен вид ФП НП ЛП «скорость движения».

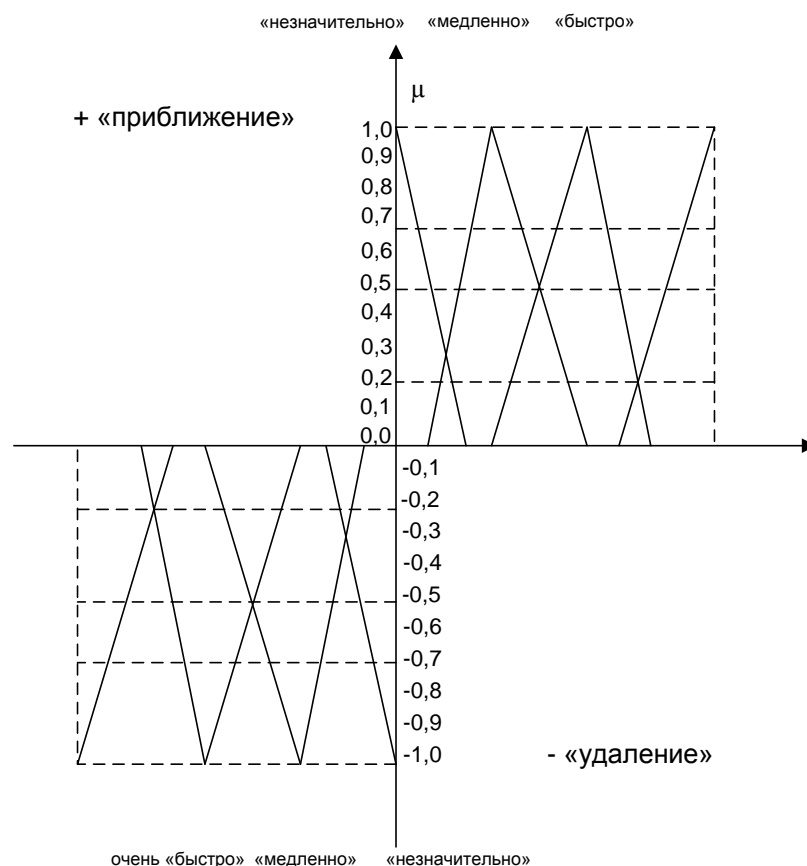


Рис. 5. Функции принадлежности нечетких переменных

Экспертами выполнены определения и задание атрибутов управляющих воздействий:

- атрибут  $FH+$  применен для задания управления горизонтальными рулями в виде числовой переменной, с одновременным указанием направления; отрицательное значение определяет поворот рулей влево, а положительное значение - вправо; также определяется и время активной работы механизма привода;

- атрибут  $FV+$  применен для задания управления вертикальными рулями в виде числовой переменной, с одновременным указанием направления; отрицательное значение определяет поворот рулей вниз, а положительное значение - вверх; также определяется и время активной работы механизма привода;

- атрибут  $F+$  применен для задания ускорение в виде числовой переменной, которая показывает значение величины, связанной с изменением скорости; отрицательное значение определяет воздействие для уменьшения скорости, а положительное значение - для увеличения скорости.

Алгоритм работы системы ситуационного управления ПО в условиях неопределенности следующий:

- данные о расстоянии до цели и о направлении движения цели, поступающие от видеокамеры, фазифицируются;
- фазифицированные данные обрабатываются в правилах принятия решений и выводится значение ФП или степень принадлежности решения относительно направления движения;
- выполняется дефазификация и полученное управление в виде физической величины поступает на приводы ПО.

**Разработка алгоритма движения цели и ПО.** Определяются размеры и местоположение цели. С применением функции `Ellipse()` создается имитация цели – по координатам  $x_1, y_1, x_2, y_2$  гипотетического квадрата строится круг.

Затем выполняется имитация движения цели и ПО по способу  $\Delta t$ -моделирования [10]. Программа `Timer` через  $\Delta t = 0,7$  секунды осуществляет анализ изменений ситуаций, при этом происходит активация функций имитации движения цели и ПО либо детерминированно, либо по схеме случайных событий – изменений положения цели, заданной в виде круга по видам движения: неподвижность ( $(x_1, y_1), (x_2, y_2) = \text{const}$ ); удаление от ПО; приближение к ПО; а также по возможным направлениям движения: цель движется вверх и вправо; цель движется вниз и вправо; цель движется вверх и влево; цель движется вниз и влево; цель движется вверх; цель движется вниз; цель движется вправо; цель движется влево.

Для каждого интервала времени  $\Delta t$  выполняется расчет координат точек  $A(x_A, y_A), B(x_B, y_B), C(x_C, y_C), D(x_D, y_D)$  круга.

Рабочая область движения или экран видеомонитора разбивается на 25 квадратов, как показано на рис. 6. Этим квадратам соответствуют термы ЛП – положение объекта».

Рассчитывается расстояние от каждой из точек  $A, B, C, D$  до каждого из 25-ти квадратов подстилающей поверхности. Рассчитывается кратчайшее расстояние с применением известной геометрической формулы, например, для точки  $A$  и квадрата  $TL$  с координатами  $(x_I, y_I)$  (см. рис. 6) расстояние определится по формуле:

$$D_{AI} = \sqrt{(x_I - x_A)^2 + (y_I - y_A)^2}. \quad (1)$$

После расчета полученное расстояние сравнивается с радиусом  $R$  окружности, полученной, как проекция  $\mu$  - сечений поверхностей функций принадлежности для каждого терма (см. рис. 6).

TL(1)	MTTL(2)	MTT(3)	MTTR(4)	TR(5)
MTLL(6)	MTL(7)	MT(8)	MTR(9)	MTTR(10)
MLL(11)	ML(12)	M(13)	MR(14)	MRR(15)
MBLL(16)	MBL(17)	MB(18)	MBR(19)	MBRR(20)
BL(21)	MBBL(22)	MBB(23)	MBBR(24)	BR(25)

Рис. 6. Термы рабочей области движения

Если окажется, что точка  $A$  круга будет находиться внутри окружности, то определяется значение функции принадлежности терму по формуле:

$$M_{AI} = 1 - \frac{D_{AI}}{R}. \quad (2)$$

Если это условие не выполняется, то считается, что значение функции принадлежности  $M_{AI}=0$ . В результате расчетов получим 25 значений функций принадлежности для каждого терма  $M_A/M_B/M_C/M_D$ .

На втором такте  $\Delta t$  выполняется расчет уже второго набора значений: 25-ти значений ФП для каждого терма. Затем определяется разность между рассчитанными значениями идентичных по наименованию ФП, что позволяет рассчитать значения для ФП термов ЛП скорость движения.

Для всех значений рассчитанных разностей  $r_n$  ( $n = 1, 2 \dots 25$ ) анализируется движение по следующим набор правил:

- если  $r_i > 0$  и  $r_{i+1} < 0$ , то «движение по горизонтали, вправо», иначе «движение по горизонтали и влево»;

- если  $r_j > 0$  и  $r_{j+5} < 0$ , то «движение по вертикали и вниз», иначе «движение по вертикали и вверх».

Анализ выполняется для всех значений  $i = 1, 2, \dots, 24, j = 1, 2, \dots, 20$ .

В результате анализа правил для всех  $i = 1, 2, \dots, 24$  и  $j = 1, 2, \dots, 20$

для каждой точки  $A, B, C, D$  определяем два значения ФП ЛП - движение по горизонтали и ЛП - движение по вертикали».

На основе рассчитанных значений ФП определим направление движения.

Определим ЛП-направление движения точки (НДТ) для точек  $A, B, C, D$ . Для ЛП - направление движения точки определим термножество {вправо, влево, вниз, вверх, влево вверх, вправо вверх, влево вниз, вправо вниз}.

Экспертами будет определен набор из восьми правил принятия решений:

- если «движение по горизонтали и вправо» и «движение по вертикали отсутствует», то ЛП НДТ - вправо;
- если «движение по горизонтали и влево» и «движение по вертикали отсутствует», то ЛП НДТ - влево;
- если «движение по горизонтали отсутствует» и «движение по вертикали вниз», то ЛП НДТ - вниз;
- если «движение по горизонтали отсутствует» и «движение по вертикали вверх», то ЛП НДТ - вверх;
- если «движение по горизонтали и влево» и «движение по вертикали и вверх», то ЛП НДТ - влево вверх;
- если «движение по горизонтали и вправо» и «движение по вертикали и вверх», то ЛП НДТ - вправо вверх;
- если «движение по горизонтали и влево» и «движение по вертикали и вниз», то ЛП НДТ - влево вниз;
- если «движение по горизонтали и вправо» и «движение по вертикали и вниз», то ЛП НДТ - вправо вниз.

Зная значения ФП термов ЛП - направление движения точки для каждой точки  $A, B, C, D$  цели, можно получить нечеткий логический вывод из ФП термов ЛП - перемещение объекта (ПО) для объекта наблюдения – цели по следующим правилам:

- если логический вывод: НДТ<sub>A</sub>-вправо и НДТ<sub>B</sub>-влево» и НДТ<sub>C</sub>-вниз и НДТ<sub>D</sub>-вверх, то решение для ПО – удаление;
- если логический вывод: для НДТ<sub>A</sub> - влево и для НДТ<sub>B</sub> - вправо и НДТ<sub>C</sub> - вверх и НДТ<sub>D</sub> - вниз, то решение для ПО – приближение;
- если логический вывод: для НДТ<sub>A</sub>-вправо и НДТ<sub>B</sub>-вправо и для НДТ<sub>C</sub> - вправо и НДТ<sub>D</sub> - вправо, то решение для ПО будет движение вправо;
- если логический вывод: для НДТ<sub>A</sub> - влево и НДТ<sub>B</sub> - влево и для НДТ<sub>C</sub> - влево и НДТ<sub>D</sub> - влево, то решение для ПО – влево;



- если логический вывод: для НДТ<sub>А</sub> будет вверх и НДТ<sub>В</sub>-вверх и для НДТ<sub>С</sub>-вверх и НДТ<sub>Д</sub>-вверх, то решение для ПО будет движение вверх;

- если логический вывод: для НДТ<sub>А</sub>-вниз и НДТ<sub>В</sub>-вниз и для НДТ<sub>С</sub>-вниз и для НДТ<sub>Д</sub> также вниз, то решение для ПО будет движение вниз;

- если логический вывод: для НДТ<sub>А</sub>-вправо вверх и НДТ<sub>В</sub>-вправо вверх и для НДТ<sub>С</sub>-вправо вверх и НДТ<sub>Д</sub>-вправо вверх, то решение для ПО будет вправо вверх;

- если логический вывод: для НДТ<sub>А</sub> будет влево вверх и НДТ<sub>В</sub> будет влево вверх и для НДТ<sub>С</sub>-влево вверх и НДТ<sub>Д</sub>-влево вверх, то решение для ПО – влево вверх;

- если логический вывод: для НДТ<sub>А</sub>-влево вниз и для НДТ<sub>В</sub>-влево вниз и для НДТ<sub>С</sub>-влево вниз и НДТ<sub>Д</sub>-влево вниз, то решение для ПО будет влево вниз;

- если логический вывод: для НДТ<sub>А</sub> будет вправо вниз и для НДТ<sub>В</sub>-вправо вниз и НДТ<sub>С</sub>-вправо вниз и для НДТ<sub>Д</sub> будет вправо вниз, то решение для ПО будет вправо вниз.

**Заключение.** Алгоритм движения цели и ПО получил вербальное определение. Особенность и назначение этого алгоритма в том, что после его работы получают значения функций принадлежности термов ЛП-перемещение объекта для цели. Получены значения числовых значений перемещения по экрану и значения функций принадлежности термов ЛП-скорость движения, которые теперь можно подать на вход НР ситуационной системы управления для выработки управления для приводов ПО.

### Литература:

1. Интеллектуальное планирование траекторий подвижных объектов в средах с препятствиями / Под. ред. В.Х. Пшихопова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2014. – 300 с.
2. Пшихопов ВХ, Медведев М.Ю. Управление подвижными объектами в определенных и неопределенных средах. М.: Наука, 2011. – 350 с.
3. Soloviev V.V, Pshikhovov V.K, Shapovalov I.O, Finaev V.I and Beloglazov D.A Planning of the mobile robot motion in non-deterministic environments with potential fields method // International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Volume 10, N. 21 (2015) p. 41954-41961.
4. Пшихопов В.Х. и др. Path Planning for Vehicles Operating in Uncertain 2d environments. LSEVIER, Butterworth-Heinemann, 2017. – 298 p.
5. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. 4-е изд., перераб. и доп. Спб.: Профессия. – 2003 – 768 с.

6. Mohammad Abdel Kareem Jaradat, Mohammad H. Garibeh, Eyad A. Feilat. Autonomous mobile robot dynamic motion planning using hybrid fuzzy potential field // Soft Comput (2012) 16:153–164 DOI 10.1007/s00500-011-0742-z.
7. Соловьев В.В., Пшихопов В.Х., Финаев В.И., Шаповалов И.О., Белоглазов Д.А. Planning of the mobile robot motion in non-deterministic environments with potential fields method // International Journal of Applied Engineering Research. 2015. Volume 10, Number 21. pp. 41954 – 41961. ISSN 0973-4562
8. Кофман А. Введение в теорию нечётких множеств. М.: Радио и связь, 1982. – 432 с.
9. Финаев В.И. Модели систем принятия решений: Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. – 118 с.
10. Финаев В.И. Моделирование систем: Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013. – 181 с.

УДК 622.279.8

## **АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ДАВЛЕНИЯ ГАЗА В БЛОКЕ РЕДУЦИРОВАНИЯ**

**Мельниченко А.С.,**

ассистент ЮФУ

melnichenkolexx@gmail.com

**Килочек А.А.,**

студент ЮФУ

***Аннотация.** Предлагается модернизация системы регулирования давления газа в блоке редуцирования газораспределительной станции на основе двухкаскадной системы регулирования. Локальным средством регулирования служит программируемый контроллер, реализующий дистанционное управление.*

***Ключевые слова:** газораспределительная станция, блок редуцирования, регулятор давления газа, двухкаскадная система регулирования*

**Введение.** Масштабы газовой промышленности активно расширяются. Ведется разработка и интенсивная работа по таким проектам как «Северный поток 2», «Турецкий поток». Разрабатываются газовые месторождения и реализуются мегапроекты такие как «Ямал» и «Восточная газовая программа». Рассматривается и изучается возможность участия Российской Федерации в нефтегазовых проектах в зарубежных странах Европы, Ближнего Востока, Азии,

Южной Америки, Африки.

На РФ приходится 11% мирового объёма добычи газа; отечественные компании находятся в числе мировых лидеров среди нефтегазовых компаний и владеют крупнейшими газотранспортными системами, способными бесперебойно транспортировать газ на дальние расстояния потребителям РФ и в страны зарубежья [1]. Для соответствия современным нормам и стандартам ведутся работы над минимизацией присутствия человека на газоопасных объектах. Одним из таких объектов являются газораспределительные станции (ГРС).

Газораспределительные станции являются одним из важнейших объектов в системе линейно-промысловых магистральных газопроводах (ЛПУМГ), в функции которых входит подготовка газа для снабжения конечных потребителей – жителей близлежащих населенных пунктов, совхозов, колхозов, предприятий и т.п.

На данный момент подавляющее большинство ГРС были построены в 70-х годах прошлого века и ориентированы на ручное управление. На большинстве из них требуется постоянное присутствие оператора, владеющего специальными навыками управления.

С развитием автоматизированных систем управления возможным стало автоматизированное управление ГРС. На объектах ГРС широко используются как зарубежные системы автоматики и телемеханики, так и отечественные, но основная проблема обязательного присутствия оператора так и не решена, и остаётся актуальной. Средства, потраченные на автоматизацию несоизмеримы с потерями от аварий и ценностью человеческой жизни.

Особенно остро стоит проблема повышения безопасности работы операторов на газоопасных объектах и одновременного непрерывного дистанционно контроля технологических параметров, реализации функций защиты, управления основным и вспомогательным оборудованием, которое обеспечивает подачу газа потребителям в необходимом количестве и с заданными параметрами.

**Постановка задачи.** Газораспределительные станции делятся на четыре типа по форме обслуживания:

- периодическая – обслуживание ГРС одним оператором с периодическим посещением по утверждённому графику;
- надомная – обслуживание операторами, работающими на ГРС по утверждённому графику. Численность операторов определяется действующими «Нормативами численности ЛПУМГ» ПАО «Газ-

пром»;

- вахтенная – обслуживание ГРС с круглосуточным дежурством операторов на месте, посменно в соответствии с утверждённым графиком;

- централизованная – без постоянного присутствия обслуживающего персонала на объекте. Плановое профилактическое обслуживание, как правило, осуществляется раз в неделю в соответствии с графиком персоналом службы ЛЭС (линейно эксплуатационной службы), либо ЭГРС (эксплуатации газораспределительных станций).

Форма обслуживания газораспределительной станции зависит от уровня автоматизации и пропускной способности, которая устанавливается в зависимости от особенностей потребителя.

Приоритетной из числа выполняемых ГРС задач является редуцирование давления природного газа поступающего из магистрального газопровода до требуемого давления газа поступающего к конечному потребителю.

В данной работе ставится задача реализации верхнего уровня АСУ ТП с централизованной формой обслуживания, а также оптимизация технологического процесса подготовки газа при заданном давлении для поступления конечному потребителю, регламентируемом компанией-поставщиком и компанией-потребителем [2].

Модернизация отдельных узлов ГРС приведет к значительному сокращению затрат и обеспечит работу ГРС в режиме дистанционного управления от диспетчера, а управление и контроль ГРС при работе во внештатных режимах будет осуществлять оператор. Одним из таких важных узлов (блоков) является узел редуцирования.

**Решение задачи.** Блок редуцирования состоит из двух линий (ниток) редуцирования: рабочей и резервной (для индивидуальных ГРС число ниток принимается по расчёту). Обе линии имеют одинаковое оборудование: последовательно установленные входной пневмоприводной кран, резервный регулятор давления газа, рабочий регулятор и выходной запорный кран с ручным или пневматическим приводом. При повышении давления газа на выходе из блока редуцирования в работу включается резервный регулятор [3, с.35].

Для выполнения поставленной задачи требуется модернизация блока редуцирования. Схема регулятора давления (первый и второй каскад) прямого действия представлена ниже на рис. 1, на котором показаны  $h_в$ ,  $h_{нг}$  – глубины полостей мембранного привода регулятора давления;  $P_в$  – давление сжатого воздуха в области мембранного привода;  $P_{вх}$  – давление природного газа на входе;  $X$  – текущая координата хода центра мембраны;  $d$  – диаметр запорного клапана;  $P_{нг}$  – давление газа в полости мембранного привода;  $P_{вых}$  – давление природного газа на выходе.

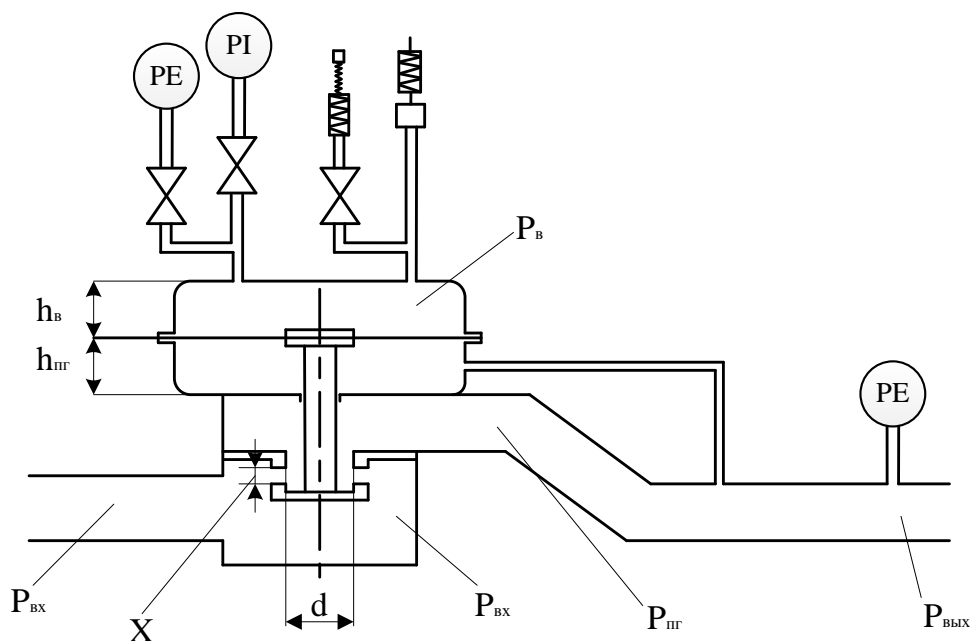


Рис. 1. Схема регулятора давления газа

Для обеспечения дистанционного управления от диспетчера модернизируется первый каскад управления, который будет автоматическим и после установки станет основным. Существующий основной первый каскад управления – механический после установки автоматического, станет резервным для обеспечения работы ГРС в случае отказа основного и для работы во внештатном режиме. В качестве локального средства управления (ЛСУ) применяется программируемый контроллер. В процессе модернизации должна быть уменьшена длительность переходного процесса, повышена точность регулирования давления, увеличен диапазон регулирования давления.

Из первого каскада в мембранный привод регулятора подается пневматический сигнал управления  $P_в$ . Рассмотрим уравнение движения центра мембраны, штока и запорного элемента:

$$m\ddot{X} = S_9 \cdot P_{n2} + S_c \cdot P_{ex} - S_9 \cdot P_6 - S_1 \cdot P_{n2}, \quad (1)$$

где  $m$  – масса подвижных частей (мембраны, штока, запорного клапана);  $\ddot{X}$  – ускорение подвижных частей мембранного привода;  $S_9$  – эффективная площадь мембраны;  $S_c$  – площадь запорного клапана;  $P_{ex}$  – давление природного газа на входе;  $P_6$  – давление сжатого воздуха поданного в мембранный привод для управления;  $P_{n2}$  – давление газа в полости мембранного привода;  $S_1$  – площадь запорной части клапана со стороны штока.

Эффективная площадь мембраны  $S_9$  рассчитывается по формуле:

$$S_9 = \pi \cdot R^2, \quad (2)$$

где  $R$  – радиус эффективной поверхности мембраны.

В свою очередь  $S_c$  можно рассчитать по формуле:

$$S_c = \frac{\pi \cdot d}{4}, \quad (3)$$

где  $d$  – диаметр запорного клапана.

Площадь запорной части клапана со стороны штока  $S_1$  можно рассчитать по формуле:

$$S_1 = \frac{\pi \cdot (d^2 - d_{ш}^2)}{4}, \quad (4)$$

где  $d_{ш}$  – диаметр штока.

С учётом того, что процесс политропный, можно записать уравнение изменения давления в полостях мембранного привода, при подаче в одну полость сжатого воздуха управления с давлением  $P_6$ :

$$\frac{dP_6}{dt} = \frac{1}{S \cdot h_6 + S_9 \cdot X} (R_6 \cdot T_6 \cdot G_6 - P_6 \cdot S_9 \cdot \dot{X}), \quad (5)$$

а в другую полость – газ, получаемый на выходе регулятора, имеющий давление  $P_{n2}$ :

$$\frac{dP_{n2}}{dt} = \frac{1}{S \cdot (h_{n2} + X_0) - S_9 \cdot X} (R_2 \cdot T_{n2} \cdot G_{n2} - P_{n2} \cdot S_9 \cdot \dot{X}), \quad (6)$$

где  $P_6$  – давление сжатого воздуха в области мембранного привода;  $P_{n2}$  – давление газа на выходе;  $h_6$ ,  $h_{n2}$  – глубины полостей мембранного привода регулятора давления;  $R_6$  – универсальная газовая постоянная для сжатого воздуха;  $R_2$  – универсальная газовая постоянная для природного газа;  $T_6$  – температура воздуха подаваемого в область мембранного привода;  $T_{n2}$  – температура природного газа подаваемого в область мембранного привода;  $G_6$  – массовый расход сжатого воздуха поступающего в полость мембранного привода ре-

гулятора;  $G_{n2}$  – массовый расход природного газа поступающего в полость мембранного привода регулятора;  $\dot{X}$  – скорость перемещения центра мембраны.

Массовый расход воздуха и газа, поступающего в полости мембранного привода, для адиабатического состояния воздуха и для политропического состояния газа определяются следующими выражениями:

$$G_{\text{в}} = \mu_{\text{в}} S_{\text{в}} P_{\text{в}1} \sqrt{\frac{2}{R_{\text{в}} T_{\text{в}}}} \frac{k}{k+1} \left( \frac{2}{k+1} \right)^{\frac{2}{k-1}}, \quad (7)$$

$$G_{n2} = \mu_{n2} S_{n2} P_{n2} \sqrt{\frac{2}{R_{n2} T_{n2}}} \frac{n}{n+1} \left( \frac{2}{n+1} \right)^{\frac{2}{n-1}}, \quad (8)$$

где  $\mu_{\text{в}}$ ,  $\mu_{n2}$  – коэффициенты расхода воздуха и природного газа;  $S_{\text{в}}$ ,  $S_{n2}$  – площади проходных сечений отверстий, через которые сжатый воздух и природный газ поступают в полости мембранного привода;  $P_{\text{в}1}$ ,  $P_{n2}$  – давление сжатого воздуха и природного газа подводимого в области мембранного привода;  $k$  – показатель адиабаты для воздуха;  $n$  – показатель политропического состояния природного газа [4].

На основе представленного выше рисунка можно построить следующую структурную схему регулятора, которая представлена на рис. 2.

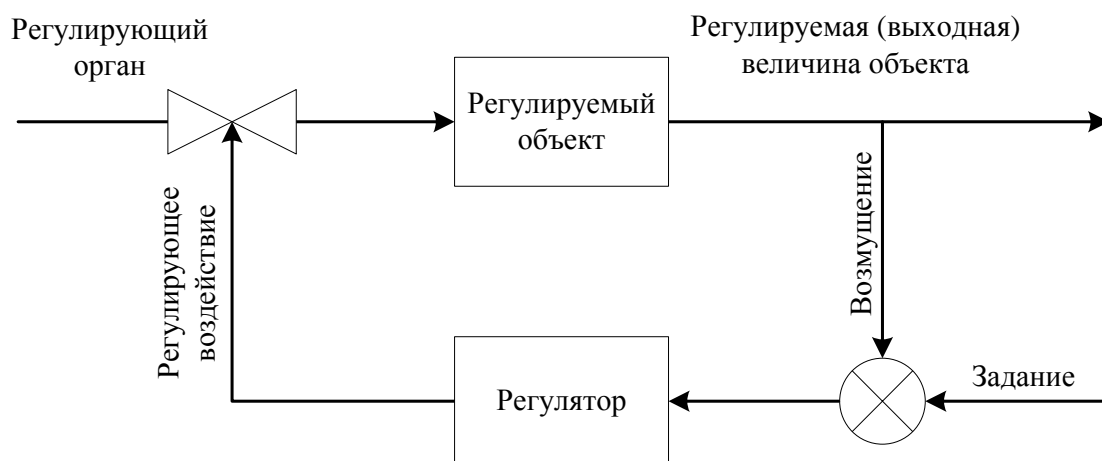


Рис. 2. Структурная схема регулятора давления газа

Полученные соотношения (7) и (8) представляют собою математическую модель процесса редуцирования давления газа. Она отражает основные физические процессы, происходящие при регулировании и поддержании давления с помощью регулятора давления газа на ГРС и используется для расчета регуляторов давления прямого действия.

На основе математической модели составляется алгоритм и пишется программа управления давлением на ГРС реализуемая программируемым контроллером [5].

**Заключение.** Вышеизложенное позволяет заключить, что в автоматизации нуждаются все узлы газораспределительной станции, для минимизации присутствия человека на данном газоопасном объекте, так как цена жизни человека несоизмерима с другими затратами.

Предложенная модернизация узла редуцирования может быть применена на практике и составить основу для будущей системы дистанционного контроля одним из важнейших и одновременно сложных узлов газораспределительной станции.

#### **Литература:**

1. О «Газпроме» / Производство [Электронный ресурс] // [www.gazprom.ru](http://www.gazprom.ru): Официальный сайт ПАО «Газпром». URL: <http://www.gazprom.ru/about/production/> (дата обращения 21.05.2018).
2. Положение по технической эксплуатации газораспределительных станций магистральных газопроводов (ВРД 39-1.10-069-2002).
3. Данилов А.А., Петров А.И. Газораспределительные станции. СПб.: Недра, 1999. 240 с.
4. Поливцев В.В. Автоматическое регулирование давления газа в трубопроводах ГРС на базе пропорционального клапана давления // Вісник СевНТУ. Вип. 108: Автоматизація процесів та управління: зб. наук. пр. Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2010.
5. Герц Е.В. Динамика пневматических систем. М.: Машиностроение, 1985. 256 с.



## К ОЦЕНКЕ ДОСТОВЕРНОСТИ СИГНАЛОВ ДАТЧИКОВ<sup>1</sup>

**Гайдук А.Р.,**  
д.т.н., профессор  
gaiduk\_2003@mail.ru

**Аннотация.** Рассматривается задача оценки скорости изменения случайных процессов с ненулевым средним, которыми описываются выходные сигналы датчиков технологических переменных. Эти оценки могут использоваться в процедурах проверки достоверности сигналов датчиков автоматизированных и автоматических систем управления и контроля технологических и других производственных процессов.

**Ключевые слова.** технологическая переменная, датчик, сигнал, среднее значение, дисперсия, корреляционная функция

Сигналы датчиков, в особенности, применяемых в производственных условиях, всегда сопровождаются случайными помехами. Так как производственные процессы протекают обычно медленно, то полезная составляющая сигнала датчика, несущая информацию о том или ином процессе, является узкополосной и имеет ненулевую постоянную составляющую [1, 2]. В то же время случайные составляющие, отражающие влияние помех, являются более высокочастотными сигналами. Это и позволяет подавить или существенно ослабить влияние помех, путем применения специальных фильтров низкой частоты. Таким образом, сигналы датчиков являются широкополосными, т.е. имеют малое время корреляции и ненулевую постоянную составляющую.

В общем случае, датчики могут выходить из строя по тем или иным причинам, поэтому в системах автоматического и автоматизированного управления сигналы датчиков подвергаются проверке на достоверность. Фактически, это проверка того, что поступающий от датчика сигнал отражает действительное протекание управляемого или контролируемого производственного процесса.

Очень часто проверка на достоверность осуществляется путем сравнения скорости изменения сигнала датчика с некоторым гра-

---

<sup>1</sup> Статья подготовлена при выполнении в ЮФУ грантов РФФИ № 16-08-00621 и № 17-29-07054

ничным значением. Так как при выходе датчика из строя его выходной сигнал резко изменяет своё значение, то резкий скачок скорости изменения сигнала датчика, фактически, является признаком неисправности датчика [1, 3].

Таким образом, возникает задача определения скорости изменения случайного сигнала времени с ненулевой постоянной составляющей. Для решения этой задачи часто применяются различного типа дифференциаторы, однако наличие случайных составляющих существенно ограничивает возможности этого подхода. В данной работе для решения указанной задачи предлагается статистический подход, в большей степени соответствующий природе рассматриваемых сигналов.

**Постановка задачи.** Предположим, некоторый датчик формирует сигнал  $x(t) = \tilde{x}(t) + \psi(t)$ , где  $\tilde{x}(t)$  – полезный сигнал, измеряемый датчиком;  $\psi(t)$  – сигнал помехи близкий к белому шуму. Сигнал  $x(t)$  поступает в систему обработки, где определяется его корреляционная функция и время корреляции [4], т.е. вычисляются

$$R_{xx}(\tau) = \int_0^{\infty} x(t)x(t+\tau)dt, \quad \tau_k = \frac{S_{Rx}}{D_x} = \frac{S_{Rx}}{R_{xx}(0)}. \quad (1)$$

Здесь  $R_{xx}(\tau)$  – корреляционная функция,  $D_x = R_{xx}(0)$  – дисперсия сигнала  $x(t)$ ;  $S_{Rx}$  – площадь, заключенная между осью времени  $\tau$  и графиком функции  $R_{xx}(\tau)$ ;  $\tau_k$  – время корреляции (рис. 1). Как видно из (1), эта величина определяется так, чтобы площадь прямоугольника  $OD_x\tau_k$  равнялась площади  $S_{Rx}$ .

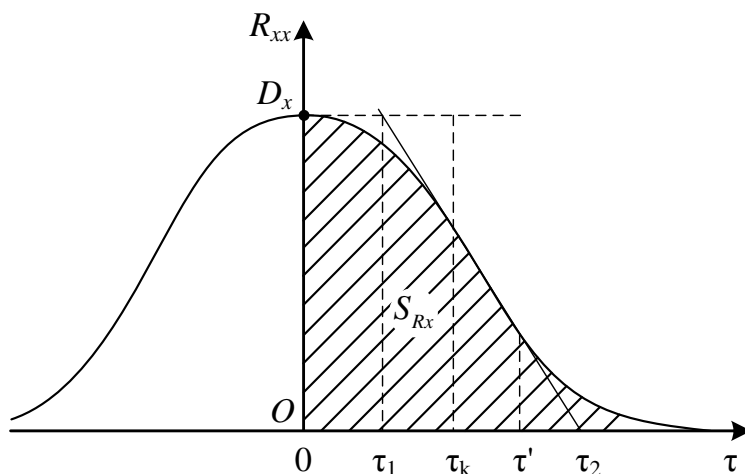


Рис. 1. К оценке корреляционной функции

При этом предполагается также, что сигнал  $x(t)$  характеризуется малым значением времени корреляции  $\tau_k$  и ненулевым средним значением, среднее значение помехи обычно равно нулю, т.е.

$$\bar{x} = \int_0^{\infty} x(t) dt = \bar{\tilde{x}} \neq 0, \quad \bar{\psi} = \int_0^{\infty} \psi(t) dt = 0. \quad (2)$$

Задача заключается в оценке скорости изменения полезного сигнала  $\tilde{x}(t)$ , т.е. значения  $\dot{\tilde{x}} = d\tilde{x}/dt$ .

**Решение задачи.** Так как сигнал  $x(t)$  является непрерывной функцией времени, то при малых  $\tau$  можно полагать, что

$$x(t + \tau) \approx x(t) + \tau \dot{x}(t + \tau/2). \quad (3)$$

Подставляя выражение (3) в первое равенство (1) и разделяя интеграл от суммы на два интеграла, получим

$$R_{xx}(\tau) \approx \int_0^{\infty} x(t)x(t) dt + \tau \int_0^{\infty} x(t)\dot{x}(t + \tau/2) dt$$

или

$$R_{xx}(\tau) \approx D_x + \tau R_{x\dot{x}}(\tau/2), \quad (4)$$

где

$$R_{x\dot{x}}(\tau/2) = \int_0^{\infty} x(t)\dot{x}(t + \tau/2) dt.$$

**Замечание.** Если корреляционная  $R_{xx}(\tau)$  имеет вид, показанный на рис. 1, то из выражения (4) следует, что корреляционная функция  $R_{x\dot{x}}(\tau/2)$  имеет минимум  $R_{x\dot{x},\min} = -D_x/\tau_{\max}$ , при  $\tau = \tau_{\max}$  где  $\tau_{\max}$  это минимальное значение  $\tau$ , при котором  $R_{xx}(\tau) \approx 0$ . При дальнейшем увеличении  $\tau$  эта функция монотонно возрастает, стремясь к нулю.

Возвращаясь к решению задачи, продифференцируем первое выражение (1) по  $\tau$ . В результате будем иметь

$$\frac{dR_{xx}(\tau)}{d\tau} = \int_0^{\infty} x(t) \frac{dx(t + \tau)}{d\tau} dt. \quad (5)$$

В этом выражении заменим производную  $dx(t + \tau)/d\tau$ , производной  $dx(t + \tau/2)/d\tau$ . Фактически, здесь принимается предположение, что сигнал  $x(t)$  обладает такими свойствами, что при малых  $\tau$  выполняются приближенные равенства

$$\frac{dx(t)}{dt} \approx \dot{x}(t + \tau/2) \quad \text{и} \quad \frac{dx(t + \tau)}{d\tau} \approx \dot{x}(t + \tau/2). \quad (6)$$

Учитывая, что и  $t$ , и  $\tau$  в данном случае обозначают время, можно считать, что приближенные равенства (6) выполняются достаточно точно, в особенности, при малых  $\tau$ . В частности, условиям (6), очевидно, удовлетворяют сигналы, несущие информацию о медленно протекающих процессах. С учётом второго выражения (6) из (5) следует также приближенное равенство

$$\frac{dR_{xx}(\tau)}{d\tau} \approx R_{x\dot{x}}(\tau/2). \quad (7)$$

Таким образом, и в равенстве (4), и в равенстве (7) фигурирует одна и та же корреляционная функция  $R_{x\dot{x}}(\tau/2)$  между переменной  $x(t)$  и её первой производной по времени  $\dot{x}(t)$ . Для получения искомого результата найдем оценку этой функции. Прежде всего отметим, что из выражения (4) следует, что оценка этой функции при  $\bar{x} > 0$  должна быть отрицательной величиной. Это обусловлено тем, что сигналы рассматриваемого здесь типа имеют  $R_{xx}(\tau) < D_x$  при всех  $\tau > 0$  [4, 5]. В связи с этим в выражении для  $R_{x\dot{x}}(\tau/2)$  заменим  $\dot{x}(t + \tau/2)$  на  $-\dot{x}_{\max}$ . В результате, с учетом выражения (2) будем иметь

$$R_{x\dot{x}}\left(\frac{\tau}{2}\right) \approx -\int_0^{\infty} x(t) \dot{x}_{\max} dt + R_{\psi\dot{\psi}}\left(\frac{\tau}{2}\right) \approx -\dot{x}_{\max} \bar{x} + R_{\psi\dot{\psi}}\left(\frac{\tau}{2}\right). \quad (8)$$

Подставляя это выражение в соотношение (4), получим

$$R_{xx}(\tau) \approx D_x - \tau \dot{x}_{\max} \bar{x} + R_{\psi\dot{\psi}}(\tau/2). \quad (9)$$

Отсюда при  $\tau = \tau_k$  следует искомая оценка:

$$\dot{x}_{\max} \bar{x} \leq \frac{D_x + R_{\psi\dot{\psi}}(\tau/2) - R_{xx}(\tau_k)}{\tau_k}. \quad (10)$$

Переходя к анализу полученного неравенства (10), прежде всего, отметим, что размерность величины, стоящей в его правой части, соответствует размерности первой производной  $x(t)$  по времени.

Корректность выражения (10) в некоторой степени подтверждается соотношением, вытекающим непосредственно из (4) и (7), при исключении из них корреляционной функции  $R_{xx}(\tau/2)$ :

$$R_{xx}(\tau') \approx D_x + (\tau' - \tau_k) \left. \frac{dR_{xx}(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=\tau_k}, \quad \tau_1 \leq \tau' \leq \tau_2, \quad (11)$$

Моменты времени  $\tau'$ ,  $\tau_1$  и  $\tau_2$  показаны на рис. 1. Справедливость выражения (11) в случае сигналов, имеющих гладкие корреляционные функции, является достаточно очевидной.

**Заключение.** Таким образом, если наряду с корреляционной функцией сигнала датчика определяются взаимная корреляционная функция помехи и её скорости, время корреляции и среднее значение сигнала датчика, то имеется возможность оценить максимальную скорость изменения полезного сигнала датчика. Однако эта возможность может быть реализована, если только среднее значение сигнала датчика, т.е. его полезная составляющая имеет среднее значение не равное нулю.

### Литература

1. Гайдук А.Р., Плаксиенко Е.А. Автоматизированные информационно-управляющие системы: Учебное пособие. М.: УМ и ИЦ «Учебная литература», 2007. 147 с. ISBN 5-8367-0042-X
2. Пьявченко Т.А. Автоматизированные информационно-управляющие системы с применением SCADA-системы Trace Mode: Учебное пособие. СПб.: Изд-во «Лань», 2015. 336 с. ISBN 978-5-8114-1885-5
3. Клюев А.С. Наладка автоматизированных систем в строительстве. М.: Стройиздат, 1995.
4. Гайдук А.Р. Математические методы анализа и синтеза динамических систем. Saarbrücken, Германия: Lap Lambert Academic Publishing, 2015. 251с.
5. Льюнг Л. Идентификация систем. Теория для пользователя. Пер. с англ. / Под ред. Я.З. Цыпкина. М.: Наука, 1991. 432 с. ISBN 5-02-014511-4

## ЗАДАЧА СИНХРОНИЗАЦИИ СКОРОСТЕЙ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

**Соловьев В.В.,**

ст. преподаватель каф. САУ ЮФУ  
soloviev-tti@mail.ru

**Пушнина А.А.,**

студентка каф. САУ ЮФУ  
a.pushnina@gmail.com

***Аннотация.** Рассмотрены особенности задачи синхронизации скоростей электроприводов для производства композитных армирующих изделий сложной формы. Проанализированы существующие решения данной задачи. Предложено решение с применением системы связанных электроприводов. Приведены результаты моделирования системы связанных электроприводов в MATLAB Simulink.*

***Ключевые слова:** композитная арматура, система связанных электроприводов, синхронизация скоростей электроприводов.*

**Введение.** Композитная неметаллическая арматура широко применяется в строительстве как в России, так и за рубежом. Строительные организации используют стеклопластиковую арматуру при возведении зданий и сооружений. Однако не могут до сих пор отказаться от применения стальной арматуры при армировании колон и углов фундамента в силу отсутствия технологии производства гнутой композитной арматуры.

Основная идея работы заключается в том, что мы связываем уже существующую линию по производству прямой композитной арматуры с линией, в результате функционирования которой композиту придается сложная форма посредством интеллектуальной системы управления. При этом форма изделию придается еще до затвердевания.

Данный проект предусматривает надстройку над существующей линией по производству прямой арматуры (см. рис. 1). Предполагается, что композитный материал в пластичном состоянии поступает в узел формовки, приобретает форму, затем сушится, охлаждается и режется. В результате получается готовый продукт, т.е. композитная арматура Г-образной формы [1].

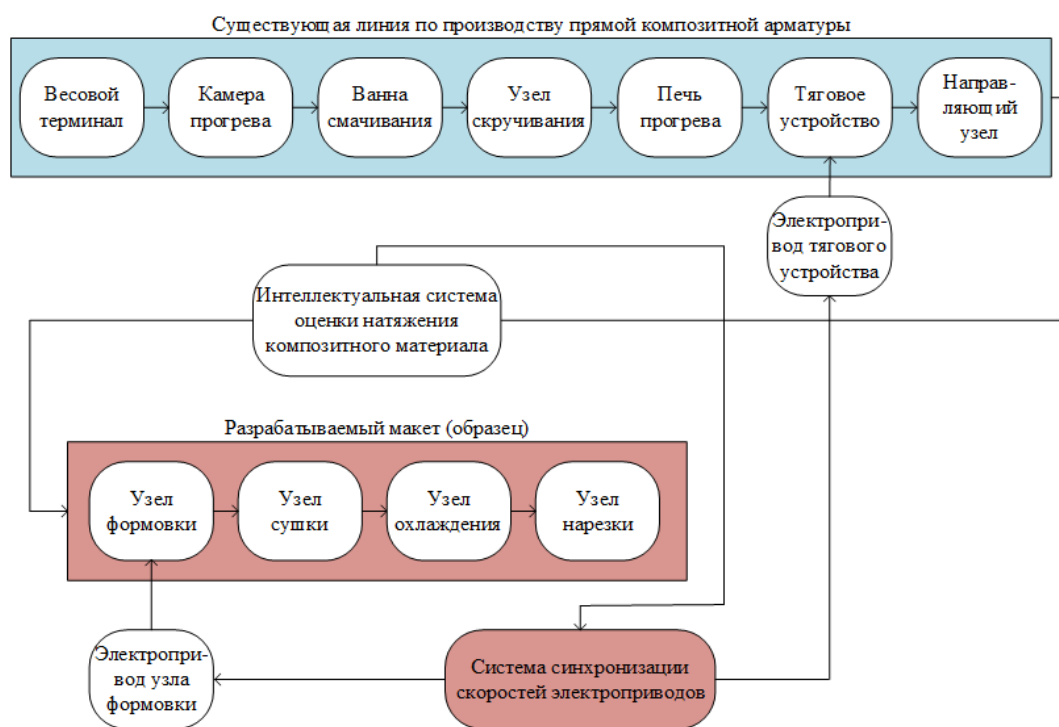


Рис. 1. Структурная схема технологического процесса по производству композитных армирующих изделий сложной формы

Основной задачей автоматизации является синхронизация скоростей существующей линии и надстройки с целью получения качественных изделий.

**Анализ существующих решений.** Рассмотрим некоторые работы, посвященные проблеме синхронизации многодвигательных систем.

В работе [2] исследуется управление синхронизацией фаз и скорости четырех эксцентриковых роторов, приводимых в действие асинхронными двигателями в линейном вибрационном питателе с неизвестно изменяющимся во времени крутящим моментом нагрузки. Во-первых, модель электромеханической связи линейного вибрационного питателя устанавливается путем сопоставления модели асинхронного двигателя с динамической моделью системы. В соответствии с характеристиками линейного вибрационного питателя, проблема комплексного управления моделью с приводимым в действие электромеханическим соединением преобразуется в управление синхронизацией фаз и скорости четырех эксцентриковых роторов. Чтобы поддерживать четыре эксцентриковые роторы, которые работают синхронно с разностями в нулевой фазе, контроллеры синхронизации фазы и скорости вращения сконструированы с использованием алгоритма управления адаптивным сколь-

зующим режимом через модифицированную структуру ведущий-ведомый. Устойчивость контроллеров доказана теоремой устойчивости Ляпунова. Предложенные контроллеры моделируются в программном приложении MATLAB Simulink и сравниваются с обычным алгоритмом управления скользящим режимом. Результаты показывают, что предлагаемые контроллеры могут эффективно отклонять изменяющиеся во времени моменты нагрузки, а четыре эксцентриковые роторы могут работать синхронно с разностями нулевой фазы.

В работе [3] рассмотрена новая конфигурация трансмиссии параллельного гибридного электромобиля и дана новая модель управления системой связанных электроприводов. В частности, конструкция управления охватывает задачу синхронизации скоростей электроприводов при перезапуске двигателя внутреннего сгорания. Предлагаемая стратегия синхронизации нескольких переменных основана на контроллерах с прямой связью и контроллерах с обратной связью. Проведено нелинейное моделирование системы связанных электроприводов, которое показало характеристики и свойства устойчивости замкнутой системы, что говорит об эффективности разработанной модели управления.

В работе [4] представлены результаты исследования синхронизации движения портального крана. Асинхронность скорости перемещения подшипников может привести к аварийному режиму на естественном уровне ввиду деформации структуры металла. Использование раздельного управления асинхронными двигателями методом векторного управления позволяет синхронизировать скорости движения опор кранов и достичь баланса между двигателями. Проведено моделирование векторного управления системой подшипников. Моделирование показало, что метод синхронного перемещения опоры крана можно эффективно использовать после выравнивания портального крана. Для предотвращения аварийного режима, чтобы зарегистрировать эффект ухудшения механических компонентов и других факторов, влияющих на неравномерную загрузку опор портального крана, датчик скорости должен быть установлен на козловых крановых колесах.

В работе [5] рассматривается синхронизация системы двигателей вида «ведущий-ведомый». Автор выделяет актуальность синхронизации двигателей в единой системе, особенно в таких обла-

88



стях, как промышленность, робототехника, и т.д. В данных областях внезапные изменения нагрузки могут вызвать поломки оборудования или повлиять на качество производимого продукта. Автор акцентирует внимание на необходимости контроля скорости двигателей постоянного тока в разных условиях нагрузки для обеспечения надежной системы. В работе синхронизация выполняется с помощью микроконтроллера, который управляет системой двигателей «ведущий-ведомый», за которыми следуют другие двигатели, все из которых необходимо синхронизировать. В качестве ШИМ используется микроконтроллер PIC. Встроенный в микроконтроллер АЦП создает контур обратной связи. АЦП проверяет уровень напряжения двигателя и, соответственно, уровень напряжения двигателя должен поддерживаться на фиксированном уровне. Разработан контур управления скоростью вращения замкнутого контура. Общее количество энергии, подаваемой на двигатель, изменяется в зависимости от условий нагрузки. В этом методе регулирование скорости двигателя достигается путем изменения напряжения двигателя, которое регулируется рабочим циклом ШИМ.

Проведенный анализ существующих решений показал актуальность разработки метода синхронизации электроприводов для соблюдения качества изготавливаемой продукции.

**Решение задачи.** Для решения поставленной задачи проведено моделирование системы связанных электроприводов для производства композитных армирующих изделий сложной формы в среде MATLAB Simulink [6].

Часть схемы моделирует систему подчиненного регулирования электроприводом тягового устройства существующей производственной линии по производству прямой арматуры, а другая – электроприводом узла намотки надстраиваемой установки (см. рис. 2). Исполнительные органы обоих электроприводов связаны пластичным композитным материалом.

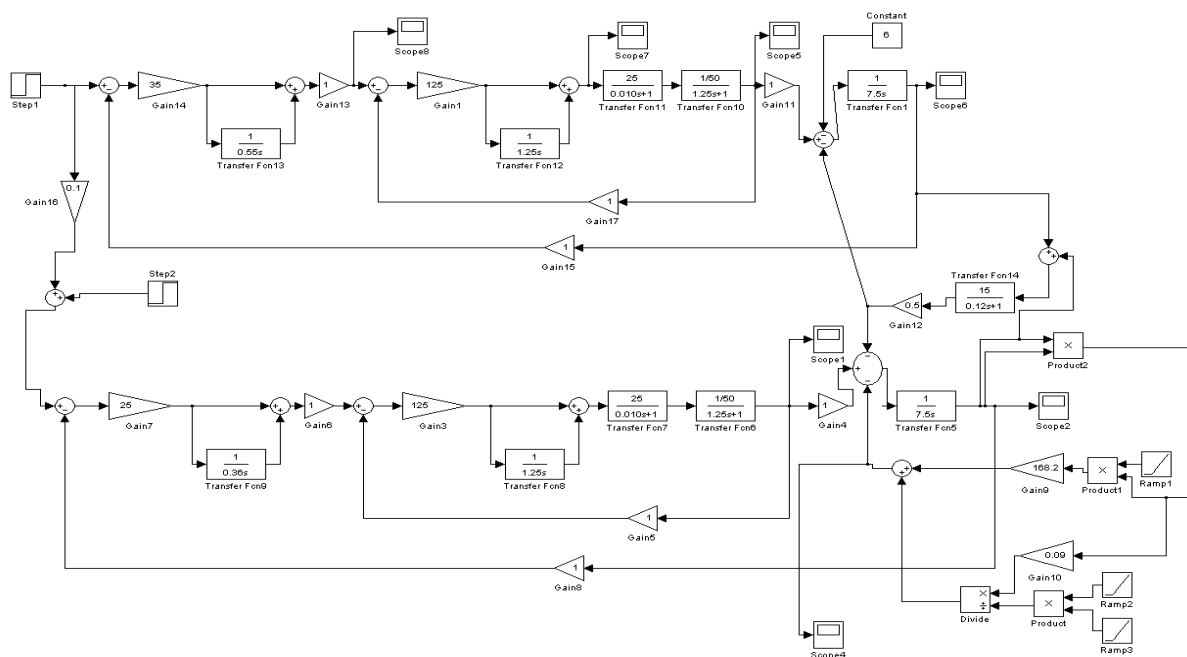


Рис. 2. Модель системы электроприводов в среде MATLAB Simulink

Моделирование показало, что переходные процессы в электроприводах заканчиваются через 2,5 секунды, и они начинают вращаться синхронно (см. рис. 3), что позволяет производить качественное изделие.

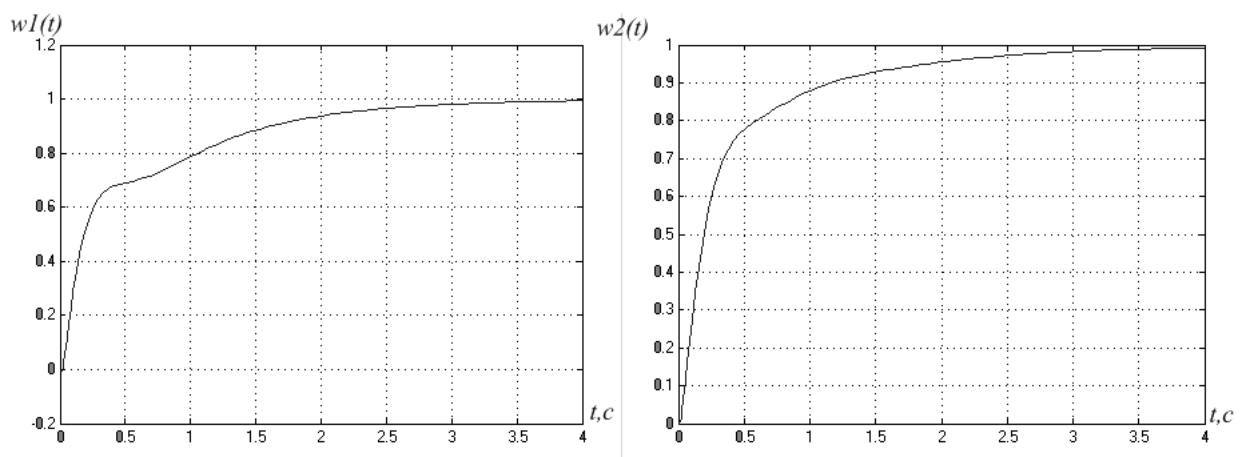


Рис. 3. Переходные процессы частоты вращения электроприводов

**Заключение.** Проведенный анализ существующих решений показал, что задача синхронизации скоростей многодвигательных систем является актуально. Применение системы связанных электроприводов для решения поставленной в данной работе задачи является эффективным, что подтверждается результатами проведенного моделирования в среде MATLAB Simulink. Дальнейшие исследования направлены на разработку метода оценки натяжения композитного материала.

#### **Литература:**

1. Соловьев В.В., Пушнина А.А. Автоматизация производства композитной арматуры сложной формы. Сборник трудов XV Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов, 16-19 ноября 2017, Южный федеральный университет. Ростов-на-Дону-Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2017.
2. [Kong X.](#), [Zhang X.](#), [Chen X.](#), [Wen B.](#), [Wang B.](#) Phase and speed synchronization control of four eccentric rotors driven by induction motors in a linear vibratory feeder with unknown time-varying load torques using adaptive sliding mode control algorithm // [Journal of Sound and Vibration](#). 2016. [Vol. 370](#), 26 May, p. 23-42/
3. Alt B., Anritter F., Svaricek F., Schultalbers M.. Multivariable speed synchronisation for a parallel hybrid electric vehicle drivetrain // International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility. 2013 . Vol. 51, [Issue 3](#), p.321-337.
4. Odnokopylov I.G., Gneushev V.V., Galtseva O.V., Natalinova1 N.M., Li J., Serebryakov D.I. The control system of synchronous movement of the gantry crane supports. International Conference on Information Technologies in Business and Industry. 2016: IOP Publishing. Series: Journal of Physics: Conf. 2017. Series 803- 012110.
5. Shinde G.R., Deshmukh A.T., Katre R.V. Speed Synchronization of Multiple Motors by Using Microcontrollers // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. 2016. Vol.5, Issue 5, p. 4158-4161.
6. Финаев В.И. Моделирование систем: Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013. 181 с.

## МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗДЕЛИЙ НА ПРОИЗВОДСТВЕ

**Серов А.А.**,  
магистрант ЮФУ  
rew96@inbox.ru

**Шестова Е.А.**,  
к.т.н., доцент ЮФУ

***Аннотация.** В данной статье проводится сравнение методов обработки изображений деталей, получаемых с телекамеры. Показано, что для обнаружения и сортировки изделий на производствах целесообразно использовать метод Собеля.*

***Ключевые слова:** изображение, граница, градиент, яркость, маска.*

**Введение.** В настоящее время на многих предприятиях проверку качества внешнего вида изделия и сортировку осуществляют сотрудники производства. Если сравнить работу работника и манипулятор с обученной искусственной нейронной сетью (ИНС) при определении качества и сортировке изделий, то можно заметить, что эффективность манипулятора будет выше, т.е. процент его ошибок будет ниже, чем у работников.

**Постановка задачи.** В данной работе сравниваются методы обработки изображений деталей, получаемых с телекамеры, которые предназначены для сравнения при помощи нейронной сети [1]. При этом часто используются алгоритмы выделения границ и контуров изображений. В настоящее время известно большое количество таких алгоритмов, но наиболее популярными являются: оператор выделения границ Робертса, оператор Собеля и метод RANSAC [2, 3].

Оператор выделения границ Робертса выполняет простые и быстрые вычисления градиентов яркости двумерного изображения. Этот метод подчеркивает области высокой пространственной частоты, которые, зачастую, соответствуют краям изображений. Значение пикселей выходного изображения в каждой точке предполагает некую величину пространственного градиента яркости входного изображения в этой же точке [2].

-1	0
0	1

0	-1
1	0

Рис. 1. Маски оператора Робертса

На рис. 1 изображены маски оператора Робертса, в которые записываются значения интенсивности яркости в  $2 \times 2$  - окрестности каждого пиксела, для получения приближенного значения градиента яркости изображения. При этом используются только целочисленные значения весовых коэффициентов яркости для оценки градиента.

Метод на основе оператора Собеля позволяет обнаруживать границы изображений, путем выделения областей с высокой пространственной частотой, которые соответствуют границам. Данный оператор состоит из двух матриц размером  $3 \times 3$ . Вторая матрица отличается от первой только тем, что повернута на 90 градусов, как и в случае оператора Робертса.

$$\begin{vmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{vmatrix} \quad \begin{vmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

Рис. 2. Маски оператора Собеля

На рис. 2 изображены маски оператора Собеля, в которые записываются значения интенсивности в  $3 \times 3$  - окрестности каждого пиксела, для получения приближенного значения градиента изображения. Здесь также используются только целочисленные значения весовых коэффициентов яркости.

**Решение задачи.** Анализ распознавания изображений с использованием описанных выше методов показал, что реализация масок Робертса размерности  $2 \times 2$ , изображённых на рис. 1, не практична, т.к. они не имеют ярко выраженного центрального элемента. На рис. 3 и рис. 4, представлены результаты обработки случайных изображений данным методом.

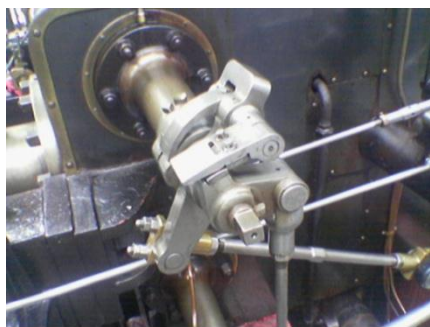


Рис. 3. Исходное изображение



Рис. 4. Обработанное изображение

Обнаружение границ методом Собеля в вычислительном плане гораздо проще, чем методом Робертса, но приводит к большей зашумленности результирующего изображения [2]. На рис. 5 и рис. 6, представлены результаты обработки случайных изображений методом Собеля.



Рис. 5. Исходное изображение



Рис. 6. Обработанное изображение

**Заключение.** Анализ вышеперечисленных методов показал, что для обнаружения дефектных изделий на производствах целесообразно применять метод Собеля. Очевидно, данный метод может быть использован для определения качества изделий и их сортировки.

#### Литература:

1. Галушкин А.И. Нейронные сети: основы теории. М.: Горячая линия-Телеком, 2012. 496 с.
2. Muthukrishnan R., Radha M. Edge detection techniques for image segmentation // International Journal of Computer Science & Information Technology (IJC-SIT). 2011. Vol. 3, no. 6, Dec, p. 259-267.
3. Fischler M.A., Bolles R.C. Random Sample Consensus: A Paradigm for Model Fitting with Applications to Image Analysis and Automated Cartography // Communications of the ACM. 1981. Vol. 24. Issue 6, June, p. 381-395.

## МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ РОБАСТНОСТИ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ<sup>1</sup>

*Гайдук А.Р.,*

д.т.н., профессор  
gaiduk\_2003@mail.ru

***Аннотация.** В работе исследуется метод повышения робастности редуцированных САУ путем увеличения модулей недоминирующих полюсов замкнутых систем. Установлено, что в этом случае существенное повышение робастной устойчивости происходит, если опускаемые при редукции постоянные времени на 1-2 порядка меньше остальных постоянных времени объекта управления.*

***Ключевые слова:** объект, система, управление, редукция, доминирующий полюс, постоянная времени, робастная устойчивость*

**Введение.** Синтез систем автоматического управления (САУ) целесообразно осуществлять с применением метода стандартных передаточных функций, который является полностью аналитической и позволяет обеспечить желаемые значения первичных показателей качества. При использовании этого метода все корни характеристического полинома САУ, чаще всего, определяются по среднегеометрическому корню (СГК) и желаемой длительности переходных процессов [1 – 3]. Однако, в общем случае, длительность переходных процессов САУ определяется лишь доминирующими корнями её характеристического уравнения, в то время как робастность системы в значительной степени зависит от остальных его корней [3 – 6]. В связи с этим доминирующие корни целесообразно определять, исходя из желаемой длительности переходных процессов, а недоминирующие – выбирать в соответствии с желаемой степенью робастности САУ.

В данной работе, в соответствии с этим подходом один доминирующий корень выбирается, исходя из желаемой длительности переходных процессов САУ, и исследуется изменение степени робастной устойчивости при увеличении значений остальных корней характеристического уравнения. Практически данная работа является непосредственным продолжением работы [7].

---

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке гранта РНФ № 18-19-00621

**Постановка задачи.** Исследуемая система синтезируется с применением временной редукции модели синтезируемого объекта управления. Эта редукция осуществляется путем включения в число корней характеристического полинома замкнутой системы достаточно левых нулей и полюсов объекта управления [5, 6].

Чтобы установить полюсы и нули, которые можно включить в число корней характеристического полинома САУ, задаются желаемой длительностью переходных процессов  $t_{\text{пп}}^*$ . Это позволяет выбрать «включаемые» полюсы и нули объекта [1]. Как известно, если реальная часть полюсов САУ некоторой системы равна  $\eta$ , то соответствующая составляющая её переменных, затухает за время  $3/\eta$  [3]. Поэтому, значения реальной части включаемых корней должно удовлетворять условию:

$$t_{\text{пп}}^* |\operatorname{Re} p_i^{A,B}| \geq 3, \quad (1)$$

где  $p_i^{A,B}$  – полюсы и нули объекта управления.

Все полиномы, корни которых удовлетворяют неравенству (1), обозначаются с нижним индексом  $\Omega$ . Например, если корни  $p_i^B$  полинома  $B(p)$  удовлетворяют (1), то  $B(p) = B_{\Omega}(p)$ . Если же хотя бы один корень этого полинома не удовлетворяет условию (1), то  $B(p) = B_{\bar{\Omega}}(p)$  [1].

Степень (запас) *робастной устойчивости* САУ – это максимальное значение относительного отклонения параметров объекта управления, при котором эта система в соответствии с критерием Л.С. Харитонова оказывается на границе устойчивости [7, 8]. Для исследования характера зависимости степени робастной устойчивости от значений недоминирующих полюсов системы в данной работе строится граница робастной устойчивости САУ, синтезированных с применением временной редукции [4, 5].

Как и в работе [7], исследование проводится на примере системы управления технологическим объектом, математическая модель которого представлена передаточной функцией (ПФ):

$$W_{yu}(p) = \frac{7,5p^2 + 81p + 180}{(p+10)(p+3)(p-2)} = \frac{0,75p^2 + 8,1p + 18}{(0,1p+1)(p^2+p-6)}. \quad (2)$$

Для объекта (2) методом аналитического синтеза систем с управлением по выходу и воздействиям (АССУВВ) [1, с. 163] далее синтезируется ряд систем управления с астатизмом первого



порядка к задающему воздействию, которые имеют переходные процессы длительностью  $t_{\text{пп}}^* = 0,75\text{с}$  без перерегулирования, но различные СГК.

**Порядок синтеза САУ.** Полиномы  $A(p)$  и  $B(p)$  объекта (2) с учетом неравенства (1) представляются следующим образом:  $A(p) = A_{\Omega}(p)A_{\bar{\Omega}}(p)$ ,  $B(p) = \beta_m B_{\Omega}(p)B_{\bar{\Omega}}(p)$ , где  $A_{\Omega}(p)$ ,  $A_{\bar{\Omega}}(p)$  и  $B_{\Omega}(p)$ ,  $B_{\bar{\Omega}}(p)$  – полиномы, нормированные по старшей степени  $p$ ;  $\beta_m$  – коэффициент при старшей степени  $p$  полинома  $B(p)$ . При этом принимается, что полином  $B_{\bar{\Omega}}(p) = 1$ .

В соответствии с методом аналитического синтеза систем с управлением по выходу и воздействиям [1, 9], искомое устройство управления (УУ) описывается уравнением:

$$R(p)u(p) = Q(p)g - L(p)y, \quad (3)$$

где  $R(p)$ ,  $Q(p)$ ,  $L(p)$  – полиномы, подлежащие определению.

Как известно, относительный порядок динамической системы – это минимальный порядок производной по времени от ее выходной переменной, которая явно зависит от управления [1]. В случае УУ (3) его относительный порядок:

$$\mu_{yy} = \min\{r - q; \quad r - l\}, \quad (4)$$

где  $r = \deg R(p)$ ,  $q = \deg Q(p)$  и  $l = \deg L(p)$ . Условие физической реализуемости представляется неравенством:

$$\mu_{yy} \geq \mu_{yy}^*. \quad (5)$$

Здесь  $\mu_{yy}^*$  – заданный относительный порядок УУ [1].

Для обеспечения заданного порядка астатизма  $\nu_g$  по задающему воздействию необходимо, чтобы в прямой цепи системы управления было не менее  $\nu_g$  чистых интеграторов с передаточной функцией  $K_{\text{и}} / p$  [3, с. 124-126]. Если полином  $A(p) = p^{\nu_A} A_0(p)$ , то в УУ необходимо дополнительно ввести  $\bar{\nu} = \max\{\nu_g - \nu_A; 0\}$  интеграторов. Поэтому, обычно полагают:

$$R(p) = B_{\Omega}(p)p^{\bar{\nu}}\tilde{R}(p), \quad L(p) = A_{\Omega}(p)\tilde{L}(p), \quad (6)$$

где  $\tilde{R}(p)$ ,  $\tilde{L}(p)$  – неизвестные пока полиномы. В этом случае из уравнений (2), (3) следует, что характеристический полином  $D(p)$  замкнутой системы определяется выражением

$$D(p) = A_{\Omega}(p)A_{\bar{\Omega}}(p)B_0(p)p^{\bar{v}}\tilde{R}(p) + \beta_m B_0(p)A_{\Omega}(p)\tilde{L}(p). \quad (7)$$

Принимая полином  $D(p) = B_{\Omega}(p)A_{\Omega}(p)\tilde{D}(p)$ , где  $\tilde{D}(p)$  – полином, выбираемый по условиям качества синтезируемой системы и сокращая общие множители в левой и правой части (7), получим полиномиальное уравнение:

$$\tilde{D}(p) = A_{\bar{\Omega}}(p)p^{\bar{v}}\tilde{R}(p) + \beta_m \tilde{L}(p). \quad (8)$$

Уравнение (8) решается путем перехода к системе линейных алгебраических уравнений, что позволяет найти по формулам (6) полиномы  $R(p)$  и  $L(p)$  из уравнения УУ (3). Коэффициенты полинома  $\tilde{D}(p)$  находятся методом стандартных нормированных передаточных функций (СНПФ). При этом полином  $Q(p)$  определяется выражением:

$$Q(p) = \beta_m^{-1} A_{\Omega}(p) [\tilde{\delta}_{v_g^*-1} p^{v_g^*-1} + \dots + \tilde{\delta}_0], \quad (9)$$

где  $\tilde{\delta}_i$  – коэффициенты полинома  $\tilde{D}(p)$ . Подробнее применяемый метод АССУВВ изложен в работах [1, 9].

**Синтез САУ при  $m_{\omega} = 0$ .** В этом случае корни характеристического уравнения замкнутой САУ определяются только длительностью переходных процессов, которая должна быть равна  $t_p^* = 0,75$  с. Поэтому по формуле (1) находим:  $|\operatorname{Re} p_i^A| \geq 3/0,75 = 4$ . Согласно ПФ (2) полином  $B(p) = 0,75p^2 + 8,1p + 18$ , коэффициент  $\beta_m = \beta_2 = 0,75$ , а нули равны  $p_1^B = -7,6716$  и  $p_2^B = -3,1284$ , т.е. их можно включить в число корней характеристического полинома. С этой целью положим  $B_{\Omega}(p) = p^2 + 10,8p + 24$ , тогда  $B_{\bar{\Omega}}(p) = 1$ ; так как  $v_A = 0$ , то  $\bar{v} = \max\{1 - 0; 0\} = 1$ . На основе метода временной редукции множитель  $0,1p + 1$  в (2) опускаем, как соответствующий малой постоянной времени [4, 5]. При этом  $A_{\Omega}(p) = 1$ ,  $A_{\bar{\Omega}}(p) = (p + 3)(p - 2)$ ,  $A_{\bar{\Omega}}(p)p^{\bar{v}} = p^3 + p^2 - 6p$ , а из условий разрешимости уравнения (8) следует, что  $\deg \tilde{R}(p) = 1$ ;  $\deg L(p) = 3$ ,  $\deg \tilde{D}(p) = n_{\tilde{D}} = 4$  [1, 9].

Так как необходим первый порядок астатизма к задающему воздействию, а переходной процесс не должен иметь перерегулирования, то  $v_g^* = 1$ ,  $n_{\text{таб}} = n_{\tilde{D}} = 4$  и  $\sigma^* = 0$  %. По этим значениям из таблицы СНПФ [1, с. 344] выписываются:  $\Delta_0 = 1$ ,  $\Delta_1 = 4$ ,  $\Delta_2 = 6$ ,  $\Delta_3 = 4$ ,

$\Delta_4 = 1$  и  $t_{\text{таб}} = 7,7$  с. Так как  $m_\omega = 1$ , то коэффициенты  $\tilde{\delta}_i$  определяются по формулам:  $\omega_0 = t_{\text{р,таб}} / t_{\text{пп}}^*$ , а  $\tilde{\delta}_i = \Delta_i \omega_0^{n_{\tilde{D}} - i}$ , поэтому по этим формулам получается:  $\omega_0 = 7,7 / 0,75 = 10,27$ , а  $\tilde{\delta}_4 = 1$ ,  $\tilde{\delta}_3 = 41,08$ ,  $\tilde{\delta}_2 = 632,837$ ,  $\tilde{\delta}_1 = 4332,827$ ,  $\tilde{\delta}_0 = 11124,533$ . При этом система уравнений, эквивалентная уравнению (8), имеет вид:

$$\begin{bmatrix} 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,75 & 0 & -6 & 0 \\ 0 & 0 & 0,75 & 1 & -6 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \rho_0 \\ \rho_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 11124,533 \\ 4332,827 \\ 632,837 \\ 41,08 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Решением этой системы определяются полиномы  $\tilde{R}(p) = p + 40,08$  и  $\tilde{L}(p) = 798,34267 p^2 + 6097,74267 p + 14832,711$ . Полином  $Q(p) = 14832,711$  по формуле (9), а согласно (6) полиномы  $R(p) = p^4 + 50,88 p^3 + 456,864 p^2 + 961,92 p$ ,  $L(p) = \tilde{L}(p)$ . Подставляя найденные полиномы в уравнение (3), получим:

$$m_\omega = 1 \quad (p^4 + 50,88 p^3 + 456,864 p^2 + 961,92 p) = 14832,711 g - (798,34267 p^2 + 6097,74267 p + 14832,711) y.$$

Итак, когда все корни знаменателя передаточной функции (полюсы) замкнутой системы определяются только заданным значением длительности переходных процессов САУ, уравнение «вход-выход» устройства управления имеет вид (10).

**САУ с доминирующим полюсом.** Чтобы исследовать зависимость степени робастной устойчивости от значений недоминирующих полюсов, синтезируется ряд систем, где длительность переходного процесса влияет только на значение доминирующего полюса системы. С этой целью характеристический полином системы берется в виде:  $\tilde{D}(p) = (p + p_1) D_{\text{нд}}(p, m_\omega)$ , где  $D_{\text{нд}}(p, m_\omega) = \tilde{\delta}_3 p^3 + \tilde{\delta}_2 p^2 + \tilde{\delta}_1 p + \tilde{\delta}_0$ , так как в данном случае  $n_{\tilde{D}} = 4$ . При этом  $p_1 = -3/t_{\text{пп}}^*$ , а коэффициенты  $\tilde{\delta}_i$  выбираются, как и выше, по формуле  $\tilde{\delta}_i = \Delta_i \omega_{00}^{n_{\tilde{D}} - 1 - i}$ , где модуль СГК  $\omega_{00}$  берется равным  $\omega_{00} = m_\omega \omega_0$ , а  $\omega_0 = t_{\text{р,таб}} / t_{\text{пп}}^*$ . Параметр  $m_\omega$  характеризует степень увеличения значений модулей недоминирующих полюсов САУ.

Процедура синтеза при различных значениях  $m_\omega$  полностью аналогична изложенной выше, за исключением того, что степень полинома  $D_{\text{нд}}(p, m_\omega)$  меньше.

Пусть  $m_\omega = 3$ ,  $p_1 = 3/0,75 = 4$ , а  $v_g^* = 1$ ,  $n_{\text{таб}} = n_{\tilde{D}} = 3$  и  $\sigma^* = 0\%$ . По этим данным из таблицы СНПФ [1, с. 344] находим:  $\Delta_0 = 1$ ,  $\Delta_1 = 3$ ,  $\Delta_2 = 3$ ,  $\Delta_3 = 1$ ,  $t_{p,\text{таб}} = 6,31\text{с}$ . При этом  $\omega_{00} = 25,24$ , а  $\tilde{\delta}_3 = 1$ ,  $\tilde{\delta}_2 = 3 \cdot 25,24 = 75,72$ ,  $\tilde{\delta}_2 = 1911,173$ ,  $\tilde{\delta}_0 = 16079,334$ . Следовательно, при  $m_\omega = 3$  характеристический полином синтезируемой системы  $\tilde{D}(p, 3) = (p + 4)(p^3 + 75,72p^2 + 1911,17p + 16079,334)$ . При этом система алгебраических уравнений, эквивалентная полиномиальному уравнению (8), имеет вид:

$$\begin{bmatrix} 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,75 & 0 & -6 & 0 \\ 0 & 0 & 0,75 & 1 & -6 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \rho_0 \\ \rho_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 64317,336 \\ 23724,014 \\ 2214,05 \\ 79,72 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Решением этой системы определяются полиномы  $\tilde{R}(p) = p + 78,72$ ,  $\tilde{L}(p) = 2855,107p^2 + 32261,779p + 85756,448 = L(p)$ . Поэтому полиномы  $R(p) = p^4 + 89,52p^3 + 874,176p^2 + 1889,28p$ ;  $Q(p) = 85756,448$ , а уравнение устройства управления имеет вид:

$$m_\omega = 3: \quad (p^4 + 89,52p^3 + 874,176p^2 + 1889,28p)u = 85756,448g - \\ - (2855,107p^2 + 32261,779p + 85756,448)y.$$

Совершенно аналогично находятся уравнения устройств управления при  $m_\omega = 5, 7$  и  $10$ :

$$m_\omega = 5: \quad (p^4 + 140,01p^3 + 1419,468p^2 + 3101,04p)u = 397114,976g - \\ - (7588,38p^2 + 128630,584p + 397114,976)y.$$

$$m_\omega = 7: \quad (p^4 + 190,5p^3 + 1964,76p^2 + 4312,8p)u = 1089794,507g - \\ - (14587,64p^2 + 329393,587p + 1089794,507)y.$$

$$m_\omega = 10: \quad (p^4 + 266,22p^3 + 2782,54p^2 + 6130,08p)u = 3176919,8g - \\ - (29331,84p^2 + 909545,95p + 3176919,8)y.$$

**Исследование робастной устойчивости.** Имея в виду применение критерия В.Л. Харитонова [8], ПФ редуцированной модели объекта управления (2) записывается, как  $W_{red}(p) = B(p)/A_{red}(p)$ , и вводятся интервалы коэффициентов  $\beta_i$  и  $\alpha_i$  полиномов  $B(p)$  и  $A_{red}(p)$ . Для этого полагаются  $\beta_i = (1 \pm \varepsilon)\beta_i^\circ$ ,  $\alpha_i = (1 \pm \varepsilon)\alpha_i^\circ$ , где  $\beta_i^\circ$  и  $\alpha_i^\circ$  – расчетные значения коэффициентов полиномов  $B(p)$  и  $A_{red}(p) = 10p^2 + 10p - 60$ , а  $\varepsilon$  – относительные отклонения, обусловленные отклонениями коэффициентов модели объекта от расчетных значений.

При этом в характеристическом полиноме объекта учитывается опущенный при синтезе множитель  $Tp + 1$ , а затем по характеристическому полиному замкнутой системы

$$D(p) = (Tp + 1)A_{red}(p)R(p) + B(p)L(p)$$

составляются полиномы Харитонова. Далее при различных значениях  $T$  с помощью программы в среде MATLAB, которая подробно описана в работе [7], находятся максимальные, допустимые по робастной устойчивости  $\varepsilon_{кпу}$  значения параметра  $\varepsilon$ . Эти значения  $\varepsilon_{кпу}$  определяют степень робастной устойчивости исследуемой системы. При этом постоянная времени  $T$  изменяется от 0 до  $T_{кпу}$ , при котором система также оказывается на границе робастной устойчивости. По данным указанной программы строятся графики зависимости  $\varepsilon_{кпу}(T)$  при разных значениях  $m_\omega$ . Эти графики представлены на рис.1 – рис. 3.

На рис. 1,а показана зависимость степени робастной устойчивости САУ, у которой все корни характеристического уравнения (полюсы) определены по времени регулирования, т.е. при  $m_\omega = 1$ . При этом максимальное значение  $\varepsilon = 42,2$  % наблюдается в системе при  $T = 0$ , причем устойчивость сохраняется лишь до значения  $T = 10$  с. На рис. 1,б приведена эта же зависимость при  $m_\omega = 3$ . В этом случае максимальная степень устойчивости  $\varepsilon = 42,9$  %, а устойчивость системы сохраняется вплоть до  $T = 25$ .

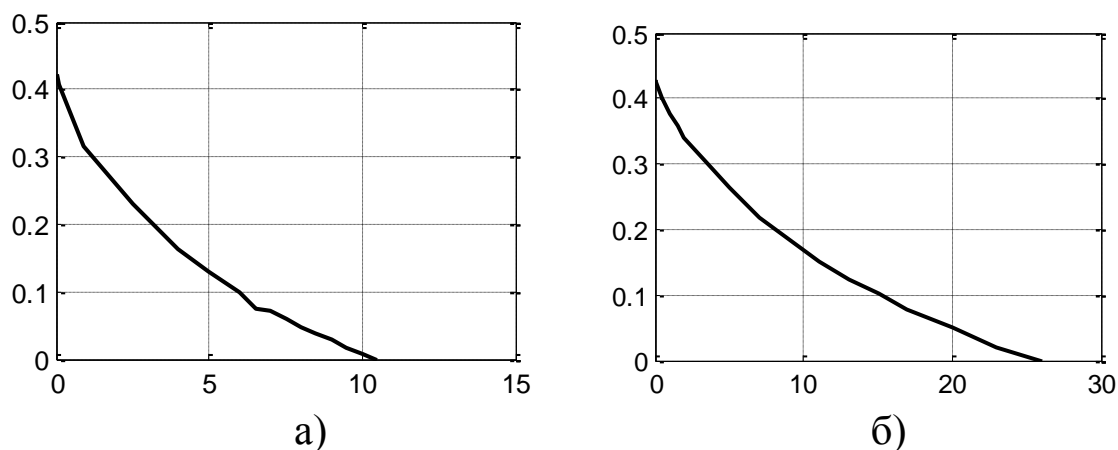


Рис. 1. Изменения степени робастной устойчивости:  
а – при  $m_\omega = 1$ ; б – при  $m_\omega = 3$

Аналогично на рис. 2 и рис. 3 приведены эти же зависимости САУ, у которых недоминирующие полюсы системы имеют увеличенные значения модулей в 5, 7 и 10 раз.

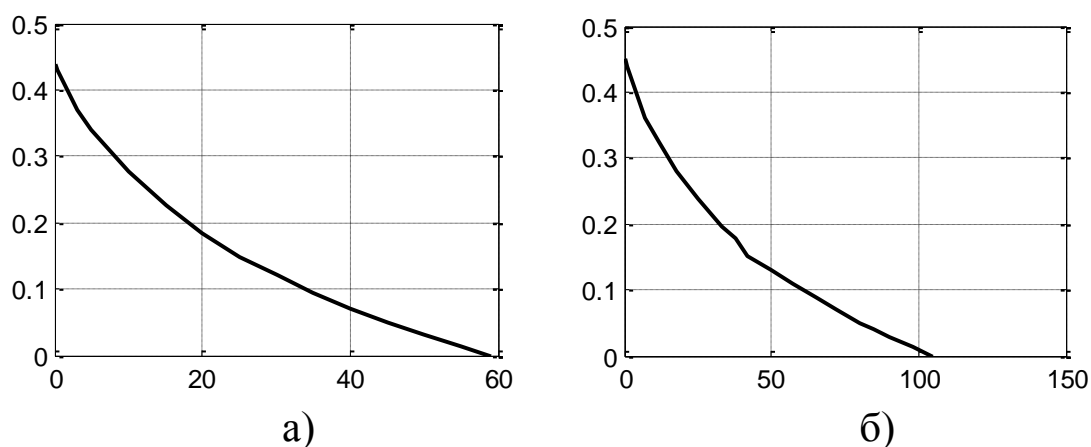


Рис. 2. Изменения степени робастной устойчивости  
а – при  $m_\omega = 5$ ; б – при  $m_\omega = 7$

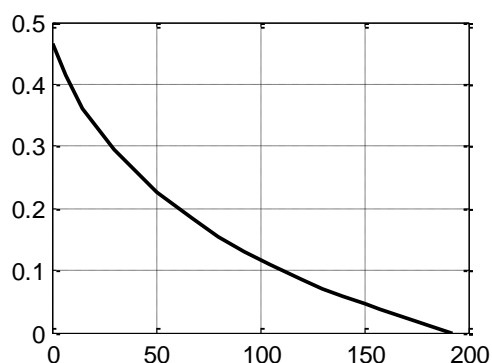


Рис. 3. Степень робастной устойчивости при  $m_\omega = 10$

Из приведенных графиков следует, что с увеличением модулей полюсов замкнутой системы её степень робастной устойчивости повышается незначительно. В рассмотренном случае – от 42,2 %

при  $m_\omega = 0$ , до 44 % при  $m_\omega = 5$  и до 46,5 % при  $m_\omega = 10$ . В тоже время допустимые изменения опущенной при синтезе малой постоянной времени  $T$  объекта изменяются в значительно более широких пределах: от 10 при  $m_\omega = 0$ , до 190 при  $m_\omega = 10$ .

Из приведенных графиков следует, что «малые» постоянные времени целесообразно опускать, если только их значения, по крайней мере, на 1-2 порядка меньше «немалых» постоянных времени объектов.

**Заключение.** На основе представленных выше результатов можно заключить, что метод повышения робастности систем управления путем увеличения модулей недоминирующих полюсов, действительно, позволяет повысить робастность САУ. Применение предложенного метода позволяет синтезировать системы управления с повышенной робастной устойчивостью, т.е. с малой чувствительностью к отклонениям параметров объекта от расчетных значений.

#### Литература:

1. Гайдук А.Р. Теория и методы аналитического синтеза систем автоматического управления (Полиномиальный подход). М.: Физматлит, 2012. 360 с.
2. Тютиков В.В. Робастное модальное управление технологическими объектами. Иваново: Изд-во ИГЭУ, 2006. 256 с.
3. Гайдук А.Р., Теория автоматического управления: Учебник. М: Высшая школа, 2010. 415 с.
4. Тютиков В.В., Вершинин Н.В., Соколов А.Б. Метод больших коэффициентов при синтезе параметрически грубых систем модального управления // Мехатроника, управления, управление, 2016. Том 17. №12. С. 801-809.
5. Гайдук А.Р., Плаксиенко Е.А. Робастность редуцированных динамических систем управления // Мехатроника, управления, управление. 2016. Том 17. № 5. С. 308-315.
6. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Концепция модальной редукции моделей динамических систем // Мехатроника, управления, управление. 2013. № 12. С. 2-8.
7. Гайдук А.Р., Шель В.А. Редукция систем управления технологических процессов. Наука и образование на рубеже тысячелетий: сборник научно-исследовательских работ. Вып. 1. Кисловодск, 2016. С. 66-73. ISBN 978-5-904519-55-1
8. Харитонов В.Л. Об асимптотической устойчивости положения равновесия семейства систем линейных дифференциальных уравнений // Дифференциальные уравнения. 1978. Т. 1. № 11. С. 2086-2088.
9. Гайдук А.Р., Плаксиенко Е.А. Редукция и робастность систем управления роботов. Материалы 11 Всероссийской научно-практической конференции «Перспективные системы и задачи управления». Том 2. Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2016. С. 240-241.

## СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ ПЕРЕВЕРНУТОГО МАЯТНИКА<sup>1</sup>

*Беджашев И.А.*,  
магистрант ЮФУ  
bejashe.ibragim11@yandex.ru  
*Гайдук А.Р.*,  
д.т.н., профессор

**Введение.** В последнее время системы управления все чаще создаются с использованием нелинейных моделей объектов управления и нелинейных управлений, т.е. без линеаризации моделей, и с применением методов синтеза, ориентированных на нелинейные законы управления [1 – 3]. Это позволяет создавать более эффективные системы управления, более полно учитывающие особенности и условия функционирования реальных объектов. В этом смысле математическая модель перевернутого маятника является очень удобным средством оценки работоспособности методов синтеза нелинейных управлений. Эта модель является нелинейной, имеет четвертый порядок и может описывать функционирование широкого класса нелинейных объектов управления [3 – 5]. Для синтеза нелинейных управлений применяются такие методы как backstepping, метод преобразования моделей, метод структурного синтеза, метод линеаризующих обратных связей и другие методы [2, 6 – 8]. В данной работе для решения задачи применяется метод преобразования уравнений нелинейных объектов к управляемой форме Жордана (УФЖ) [2, 9].

**Постановка задачи.** Уравнения рассматриваемого перевернутого маятника имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}\dot{x}_2 &= x_2, \quad \dot{x}_2 = a_{21} \sin x_1 + a_{23} x_3 + b_2 u, \\ \dot{x}_3 &= a_{31} \sin x_1 + a_{33} x_3 + b_3 u.\end{aligned}\tag{1}$$

Здесь  $x_1$  и  $x_2$  – угол и скорость отклонения маятника от верхнего положения равновесия;  $x_3$  – угловая скорость вращения маховика, установленного на маятнике с целью управления им;  $u$  – управление, т.е. напряжение на якоре приводного двигателя маховика, со-

---

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке гранта РНФ № 18-19-00621



здающего управляющие воздействия;  $\alpha_{i\zeta}$ ,  $b_i$  – числовые параметры маятника  $i = 2, 3$ ,  $\zeta = 1, 3$ , при этом  $b_3 \neq 0$  и  $a_{31}b_2 - a_{21}b_3 \neq 0$ . Переменные состояния  $x_i, i = \overline{1, 4}$  доступны прямому измерению с помощью датчиков.

Найти управление  $u = u(x)$ , стабилизирующее маятник (1) в верхнем положении. Управление маятником осуществляется вращением установленного на нём маховика [10].

Так как для решения задачи используется метод приведения уравнений объекта управления к УФЖ, то приведем сначала его основные расчетные соотношения. Подробно этот метод изложен в книге [3] и в статье [9].

**Метод синтеза на основе УФЖ.** Уравнения нелинейных объектов в отклонениях от положения равновесия УФЖ имеют следующий вид

$$\dot{\tilde{x}}_i = \tilde{\phi}_i(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_{i+1}), \quad i = \overline{1, n-1} \quad (2)$$

$$\dot{\tilde{x}}_n = \tilde{\phi}_n(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_n) + u, \quad (3)$$

где  $\tilde{\phi}_i(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_{i+1})$  и  $\tilde{\phi}_n(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_n)$  – нелинейные функции переменных состояния  $\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_n$ , которые являются отклонениями от положения равновесия  $\tilde{x} \equiv 0$ ;  $u$  – управление. При этом  $\tilde{\phi}_i(0) = 0$ ,  $i = \overline{1, n}$ , а  $\tilde{\phi}_i(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_{i+1})$ ,  $i = \overline{1, n-1}$  являются функциями, дифференцируемыми необходимое число раз по всем своим переменным. Кроме того, эти функции удовлетворяют условиям:

$$\frac{\partial \tilde{\phi}_i(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_{i+1})}{\partial \tilde{x}_{i+1}} \geq \varepsilon \neq 0, \quad i = \overline{1, n-1}, \quad \tilde{x} \in \Omega_{\tilde{x}}, \quad (4)$$

Здесь  $\Omega_{\tilde{x}}$  – некоторая область пространства  $R^n$ .

Искомое управление  $u = u(\tilde{x})$  должно обеспечивать асимптотическую устойчивость положения равновесия  $\tilde{x} \equiv 0$  в большом, т.е.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}(t, \tilde{x}_0) = 0, \quad \tilde{x}_0 \in \Omega_0 \in \Omega_{\tilde{x}}, \quad (5)$$

где  $\Omega_0$  – конечная область притяжения указанного положения.

В соответствии с методом синтеза на основе УФЖ, предложенным в работе [9], для построения стабилизирующего управления  $u = u(\tilde{x})$  вводятся новые переменные состояния  $w_i$ ,  $i = \overline{1, n}$  замкнутой системы, и определяются вспомогательные функции  $\gamma_1(\tilde{x})$  и

$\gamma_2(\tilde{x})$  по следующим формулам:

$$w_1 = \tilde{x}_1, \quad w_i = \sum_{v=1}^{i-1} \frac{\partial w_{i-1}}{\partial \tilde{x}_v} \tilde{\phi}_v(\tilde{x}) + \lambda_{i-1} w_{i-1}, \quad i = \overline{2, n}, \quad (6)$$

$$\gamma_1(\tilde{x}) = \prod_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \tilde{\phi}_i(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_{i+1})}{\partial \tilde{x}_{i+1}}, \quad \gamma_2(\tilde{x}) = \sum_{v=1}^{n-1} \frac{\partial w_n}{\partial \tilde{x}_v} \tilde{\phi}_v(\tilde{x}). \quad (7)$$

Отметим, что из выражений (2) и (6) следует, что каждая переменная  $w_i$  зависит лишь от первых  $i$  переменных  $\tilde{x}_v$ ,  $v = \overline{1, i}$ , т.е.  $w_i = w_i(\tilde{x}) = w_i(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_i, 0, \dots, 0)$ . Этот момент существенно упрощает процесс построения функций  $w_i(\tilde{x})$  и  $\gamma_2(\tilde{x})$ .

Функции (6) и (7) позволяют найти искомое управление  $u = u(\tilde{x})$ , которое определяется равенством

$$u(\tilde{x}) = -\gamma_1^{-1}(\tilde{x}) [\gamma_2(\tilde{x}) + \lambda_n w_n(\tilde{x})] - \tilde{\phi}_n(\tilde{x}), \quad (8)$$

Управление (8) очевидно существует, если уравнения объекта имеют УФЖ, так как в этом случае выполняется условие (4), что обеспечивает существование функции  $\gamma_1^{-1}(\tilde{x})$ .

Итак, если уравнения некоторого объекта имеют УФЖ или приведены к виду (2) – (4) некоторым преобразованием, то соотношения (6) – (8) определяют стабилизирующее управление  $u = u(\tilde{x})$  в виде обратной связи по вектору состояния  $\tilde{x}$ .

**Решение задачи.** Переходя к решению поставленной выше задачи, заметим, что форма уравнений (1) заданного перевернутого маятника, очевидно, не соответствует УФЖ. Так как в уравнениях (1) коэффициенты  $b_2$  и  $b_3$  не зависят от вектора состояния  $\tilde{x}$ , то для приведения этих уравнений к УФЖ, сначала применим преобразование [3, с. 325]:

$$x = Tv, \quad (9)$$

где матрица

$$T = \begin{bmatrix} -b_n & 0 & \dots & b_1 \\ 0 & -b_n & \dots & b_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -b_n \end{bmatrix}, \quad \text{а} \quad T^{-1} = \frac{1}{b_n^2} T \quad (10)$$

при  $n = 3$ . Записав уравнения (1) в векторно-матричной форме  $\dot{x} = f(x) + bu$  и применив к этому выражению соотношения (9), (10), получим  $\dot{v} = T^{-1} f(x)Tv + T^{-1}bu$ . Подставляя в это выражение вектор

функцию  $f(x)$  и вектор  $b$ , вытекающие из уравнений (1), будем иметь

$$\begin{aligned}\dot{v}_1 &= v_1 - b_3 v_3 / b_3, \quad \dot{v}_2 = \frac{\tilde{a}_{21}}{b_3^2} \sin(-b_3 v_1) + \frac{\tilde{a}_{23}}{b_3} v_3, \\ \dot{v}_3 &= \frac{a_{31}}{b_3} \sin(-b_3 v_1) + a_{33} v_3 + u,\end{aligned}\tag{11}$$

где  $\tilde{a}_{21} = a_{31}b_2 - a_{21}b_3$ ,  $\tilde{a}_{23} = a_{33}b_2 - a_{23}b_3$ .

Первое из полученных уравнений (11) не зависит от переменной  $v_2$ , поэтому переобозначим переменные  $v_i$  следующим образом  $v_1 = \tilde{x}_2$ ,  $v_2 = \tilde{x}_1$ ,  $v_3 = \tilde{x}_3$ . В результате уравнения рассматриваемого маятника запишутся так

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_1 &= -\tilde{a}_{21}b_3^{-2} \sin(b_3 \tilde{x}_2), \quad \dot{\tilde{x}}_2 = \tilde{x}_1 - b_2b_3^{-1}\tilde{x}_3, \\ \dot{\tilde{x}}_3 &= -a_{31}b_3^{-1} \sin(b_3 \tilde{x}_2) + a_{33}\tilde{x}_3 + u.\end{aligned}\tag{12}$$

Форма этих уравнений, очевидно, соответствует форме уравнений (2), (3) при  $n = 3$ , а условия (4) в данном случае имеют вид:

$$\tilde{a}_{21}b_3^{-1} \cos(b_3 \tilde{x}_2) \neq 0, \quad b_2b_3^{-1} \neq 0.\tag{13}$$

Так как по условиям задачи коэффициенты  $\tilde{a}_{21} \neq 0$ ,  $b_2$  и  $b_3$  не равны нулю, то условия (4) выполняются в области  $\Omega_{\tilde{x}}$ , где  $|b_3 \tilde{x}_2| < 0,5\pi$  и  $\|\tilde{x}\| \leq M < \infty$ . Следовательно, уравнения (12) перевернутого маятника имеют УФЖ, и решение задачи синтеза стабилизирующего управления существует.

Вводя по (6) переменные  $w_i(\tilde{x})$ , будем иметь:

$$\begin{aligned}w_1(\tilde{x}) &= \tilde{x}_1, \quad w_2(\tilde{x}) = -\tilde{a}_{21}b_3^{-2} \sin(b_3 \tilde{x}_2) + \lambda_1 \tilde{x}_1, \\ w_3(\tilde{x}) &= -(\lambda_1 + \lambda_2) \frac{\tilde{a}_{21}}{b_3^2} \sin(b_3 \tilde{x}_2) + \lambda_1 \lambda_2 \tilde{x}_1 + \left(\frac{b_2}{b_3} \tilde{x}_3 - \tilde{x}_1\right) \frac{\tilde{a}_{21}}{b_3} \cos(b_3 \tilde{x}_2).\end{aligned}\tag{14}$$

Определив частную производную  $\partial w_3 / \partial \tilde{x}_3$  по (14) и (12), а также функции  $\gamma_1(\tilde{x})$ ,  $\gamma_2(\tilde{x})$  по (7), (12) и, перейдя к исходным переменным  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$ , получим после некоторых преобразований с учетом (9) и (11) следующие выражения:

$$w_3(x) = (\lambda_1 + \lambda_2) \frac{\tilde{a}_{21}}{b_3^2} \sin x_1 + \lambda_1 \lambda_2 \frac{b_2 x_3 - b_3 x_2}{b_3^2} + \frac{\tilde{a}_{21}}{b_3^2} \cos x_1,$$

$$\gamma_2(x) = (\lambda_1 + \lambda_2) \frac{\tilde{a}_{21}x_2}{b_3^2} \cos x_1 + \left[ \lambda_1\lambda_2 - \frac{\tilde{a}_{21}}{b_3} \cos x - x_2^2 \right] \frac{\tilde{a}_{21}}{b_3^2} \sin x_1,$$

$$\gamma_1(x) = \tilde{a}_{21}b_2b_3^{-2} \cos x_1, \quad (15)$$

Подставляя эти выражения в формулу (8), приходим к выражению

$$u(x) = -\partial \tilde{x}_3 / \partial w_3 [\gamma_2(x) + \lambda_3 w_3(x)] - f_3(x)b_3^{-1}, \quad (16)$$

где  $f_3(x) = a_{31} \sin x_1 + a_{33}x_3$ . При этом указанная выше область  $\Omega_{\tilde{x}}$  переходит в область  $\Omega_x$ , которая определяется неравенствами

$$|x_1| < 0,5\pi, \quad \|x\| \leq M < \infty, \quad x \in \Omega_x. \quad (17)$$

Итак, если начальные условия  $x_0$  таковы, что при всех  $t \geq 0$  выполняются условия (17), то управление  $u = u(x)$  (16), (15) обеспечивает асимптотическую устойчивость верхнего положения равновесия  $x_1 = 0$  рассматриваемого маятника.

### Литература:

1. Красовский А.А. Избранные труды: Теоретическая и прикладная теория управления. Последние проекты и открытия. М.: Мысль, 2001. 389 с.
2. Гайдук А.Р. Теория и методы аналитического синтеза систем автоматического управления (полиномиальный подход). М.: Физматлит, 2012. 360 с. ISBN 978-5-9221-1424-0
3. Нейдорф Р.А., Соловей Н.С. Инженерные методы синтеза автоматических систем управления: Учебное / Под общ. ред. Р.А. Нейдорфа. Ухта: УГТУ, Ростов-н/Д: РГАСХМ, 2004. 255 с.
4. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные оптимальные системы управления. М.: Мир, 1977.
5. Формальский А. М. Перевернутый маятник на неподвижном и подвижном основании // ПММ, Т. 70, № 1, 2006, с. 62-71.
6. Åström K.J., Wittenmark B. Adaptive control systems. Addison-Wesley Publishing Company, 1995. 574 p.
7. Пшихопов В.Х., Медведев М.Ю. Управление подвижными объектами в определенных и неопределенных средах. М.: Наука, 2011. 350 с. ISBN 978-5-02-037509-3
8. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т.1. Линейные системы. 2-е изд., испр. и доп. М.: Физматлит, 2007.
9. Gaiduk A.R. Design of nonlinear systems based on the controllable Jordan form // Automation and Remote Control, 2006, 67(7), pp.1017-1027.
10. Безнос А.В., Гришин А.А., Ленский А.В., Охоцимский Д.Е., Формальский А.М. Маятник, управляемый при помощи маховика // Докл. РАН. 2003. Т. 392. № 6. С.743–749.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ОТОПИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ АНАЛОГОВОГО РЕГУЛЯТОРА

**Стадников Р.А.**,  
магистрант ЮФУ  
romanstd5@gmail.com  
**Шестова Е.А.**,  
к.т.н., доцент ЮФУ

***Аннотация.** В данной статье представлено математическое моделирование системы отопления, как гидросистемы. Предложено программное решение автоматического включения нагревательного элемента отопительной системы на основе сравнения входных сигналов регулятором*

***Ключевые слова:** гидросистема, компаратор, сигнал, моделирование, включение нагрева, программная среда LOGO! SOFT COMFORT.*

**Введение.** В настоящее время энергия является важнейшим ресурсом производства и жизнеобеспечения людей. Энергоносители продолжают дорожать, и, вместе с ними, растет и стоимость энергии. Любое здание для нормальной работы должно быть оснащено системой отопления [1]. Энергосберегающая автоматика является неотъемлемой частью современных систем отопления помещений, что позволяет снизить расходы на отопление. Автоматические приборы обеспечивают выбор наиболее экономичного режима функционирования оборудования обогрева. При автоматическом регулировании отопления значительно снижается расход теплоносителя, за счет оптимальной работы обогревающего оборудования [2,3]. Это может достигаться за счет поддержания комфортного температурного режима при нахождении людей в помещении и снижения температуры при их отсутствии, путем включения экономного режима. Для контроля температурного режима целесообразно применять компаратор.

**Постановка задачи.** В данной статье решается задача экономичного использования тепловой энергии в отопительной системе с помощью регулирующего устройства. Регулирующим устройством системы отопления выступает регулятор. Основное назначение такой системы управления – поддержание температуры в основной зоне расположения нагревательных элементов. Если при настройке регулятора выставить некоторое пороговое значение необходимой

температуры, то прибор, выступающий обогревателем (обычно это газовая (мазутная) горелка, или электрический нагреватель (ТЭН)), автоматически отключится по достижению этой отметки и, наоборот, включится при охлаждении, т.е. когда температура станет ниже такой отметки.

Для переноса тепловой энергии от генератора тепла (котла, бойлера, кипятильника) к потребителям энергии необходим теплоноситель. В системах отопления существует три вида теплоносителей: вода, пар и воздух. Самым распространенным теплоносителем является вода, а система отопления, использующая этот теплоноситель, называется водяным отоплением (рис.1).

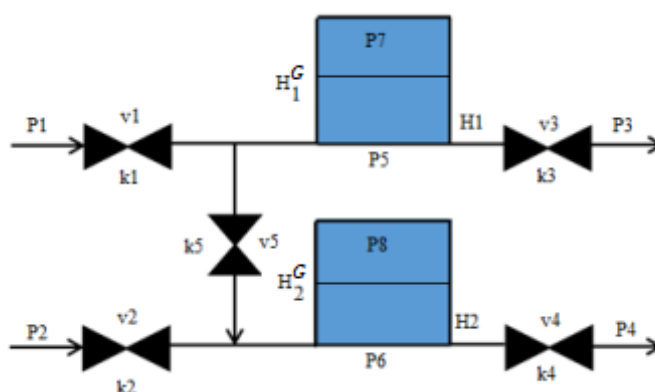


Рис. 1. Схема отопительной системы с двумя водяными радиаторами

Отопительная система (рис. 1) в стационарном режиме может быть описана следующим образом. Скорости потоков воды по трубам и радиаторам определяются состояниями клапанов [4]:

$$v_1 = k_1(P_1 - P_5)/2, \quad (1)$$

$$v_2 = k_2(P_2 - P_6)/2, \quad (2)$$

$$v_3 = k_3(P_5 - P_3)/2, \quad (3)$$

$$v_4 = k_4(P_6 - P_4)/2, \quad (4)$$

$$v_5 = k_5(P_5 - P_6)/2, \quad (5)$$

где  $k_1-k_5$  – коэффициенты пропускной способности клапанов системы;  $P_1, P_2$  – давления на входе в систему,  $P_3, P_4$  – давления на выходе из системы;  $v_1-v_5$  – расход воды через клапаны;  $P_5, P_6$  – давления в радиаторах.

Давления воды в закрытых теплоносителях определяются выражениями:

$$P_5 = P_7 + \rho g H_1, \quad (6)$$

$$P_7 = P_N H_1^G / (H_1^G - H_1), \quad (7)$$

$$P_6 = P_8 + pgH_2, \quad (8)$$

$$P_8 = P_N H_2^G / (H_2^G - H_2), \quad (9)$$

где  $P_5$ - $P_8$  – давления в водяных радиаторах;  $H_1^G$ ,  $H_2^G$  – высоты радиаторов над горизонтом;  $P_N$  – давление в пустом радиаторе;  $H_1$ ,  $H_2$  – уровни воды в радиаторах;  $g$  – ускорение свободного падения.

Во многих системах отопления или отопительных приборах регулировка интенсивности нагрева помещения происходит вследствие изменения температуры вокруг радиатора, так как датчик температуры и регулятор часто встраиваются в сам отопительный прибор. Такую регулировку нельзя назвать удобной, поскольку температура воздуха во всем помещении может значительно отличаться от температуры возле прибора, в который встроен регулятор. В современной системе отопления должны учитываться данные с датчиков, которые расположены снаружи помещения и внутри него. В случае уменьшения наружной температуры воздуха, либо увеличения внутренней, регулятор должен создать сигнал, который скорректирует работу отопительного прибора.

**Решение задачи.** Когда наружная температура уменьшается, температура в помещении также уменьшается, а в регуляторе формируется положительное значение разности между заданной температурой в помещении и наружной температурой. Если зона нечувствительности регулятора равна  $4^\circ\text{C}$ , то при достижении разности значения в  $4^\circ\text{C}$  включается нагревательный элемент. Включение нагревательного элемента повышает температуру теплоносителя, вследствие чего растет температура в помещении. По достижении программно-заданной пороговой отметки температуры нагревательный элемент выключается.

Для проведения исследования в инструментальной программной среде *LOGO! SOFT COMFORT* [5] разработана программа работы аналогового регулятора, который сравнивает значения с датчика наружной температуры воздуха AI1 и с датчика внутренней температуры помещения AI2 и контролирует включение и отключение нагревательного элемента Q1 (рис. 2).

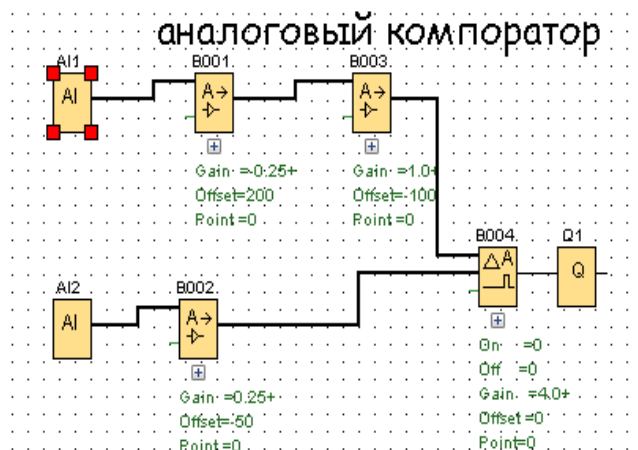


Рис. 2. Модель применения аналогового регулятора в отопительной системе, собранная в Logo Soft Comfort 8x

**Заключение.** В данной статье было выполнено математическое моделирование системы отопления. Также было выполнено компьютерное моделирование регулятора. Результаты моделирования наглядно показывают регулирование процесса отопления. Результатами моделирования стало выявление таких преимуществ использования аналогового регулятора, как малые задержки, высокая скорость нарастания температуры.

#### Литература:

1. Советов Б.Я., Яковлев С.А. Моделирование систем. Москва: Высшая школа, 2001. С. 342-343.
2. Стадников Р.А., Шестова Е.А. Автоматическая система освещения территории здания в темное время суток на основе ПЛК. Информационные технологии, системный анализ и управление (ИТСАиУ-2017) / Сборник трудов XV Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов, Таганрог. Т.1. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2017. С.65-68.
3. Килочек А.А., Стадников Р.А., Шестова Е.А. Управление подъемной платформой с помощью логического контроллера SIEMENS LOGO! Проблемы автоматизации. Региональное управление. Связь и автоматика (ПАРУСА-2017) / Сборник трудов VI Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов. Геленджик. Т.1. Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2017. С.75-79.
4. Шорников Ю. В., Мяндин С. А. Компьютерное моделирование гидравлических систем // Молодой ученый. 2017. № 22. С.104-110.
5. Siemens. Руководство LOGO!. Справочник по аппарату. Руководство A5E01248543-03. Siemens AG, Нюрнберг, 2009. - 290 с.



# **РАЗДЕЛ II**

## **СИСТЕМЫ СВЧ**

## МОДУЛЯТОРЫ МАХА-ЦЕНДЕРА ДЛЯ РАДИООПТИЧЕСКИХ ПРИМЕНЕНИЙ

**Червяков Г.Г. ,**

профессор КГТИ

**Гончарова О.А.,**

аспирантка ЮФУ

**Аннотация.** *Выполнен анализ потенциальных функциональных возможностей электрооптических модуляторов на основе интерферометра Маха-Цендера, выполненного на интегральных фотонно кристаллических волноводах.*

**Ключевые слова:** *электрооптический модулятор, интерферометр Маха-Цендера, интегральный фотонно- кристаллический волновод, СВЧ-волна*

**Введение.** Известно, что действие оптических модуляторов основано на использовании различных физических эффектов, получаемых при протекании светового потока в разных средах (в кристаллических структурах). Концепция построения СВЧ модуляторов основана на использовании как непосредственной модуляции интенсивности лазерного излучения, так и внешней модуляции по интенсивности излучения [1, 2]. Непосредственная модуляция гетеро-лазера весьма проблематична для высококачественных широкополосных применений из-за вносимых искажений четного и нечетного порядков [2, 3]. Поэтому более предпочтительной для радиооптических систем является внешняя модуляция по интенсивности излучения.

**Цели исследования.** Анализ потенциальных функциональных возможностей электрооптических модуляторов на основе интерферометра Маха-Цендера (ИМЦ).

Классическая схема такого модулятора на основе ИМЦ представлена на рис. 1 [1 – 3] и находит широкое применение, поскольку они относительно толерантны к ошибкам изготовления, которые могут быть оптимизированы для соответствующих рабочих частот. Базовым элементом ИМЦ является следующая структура, представленная на рис. 2 [4].

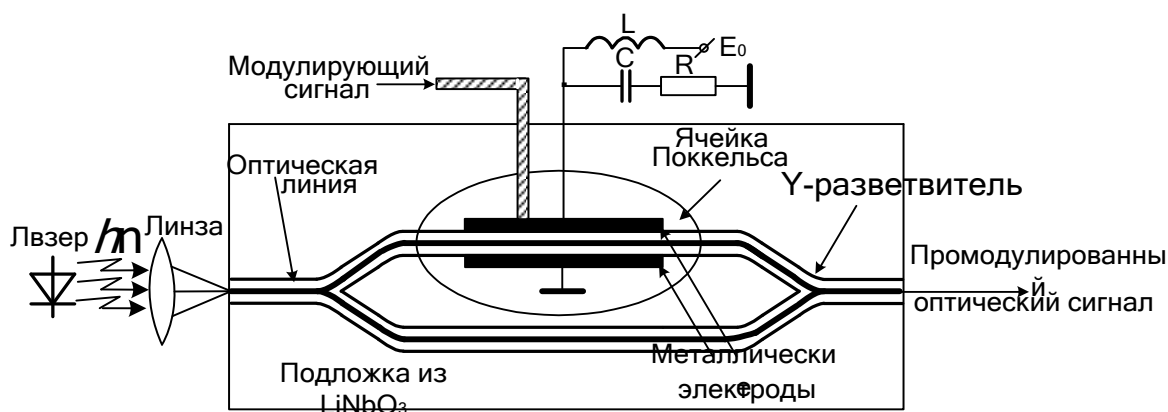


Рис. 1. Схема модулятора Маха-Цендера (ММЦ) интерференционного типа на основе канальных волноводов в  $\text{LiNbO}_3$

В нем оптический входной сигнал  $P_{\text{вх}}$  подается в одномодовый оптический волновод (ОВ), где разветвляется на два одномодовых ОВ. Такой элемент в соответствии со схемой интерферометра Маха-Цендера состоит из двух идентичных плеч.

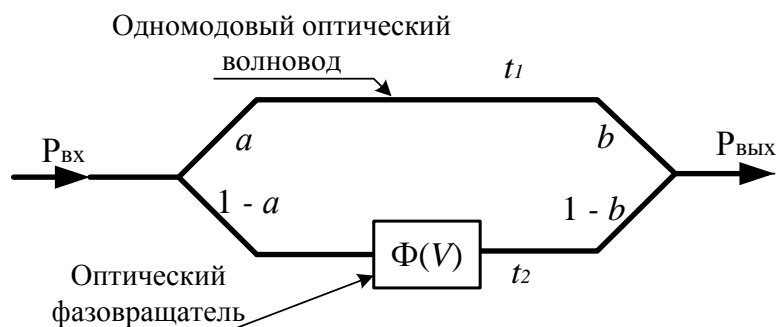


Рис. 2. ММЦ на двух волноводных Y-ветвях

В одном из плеч (нижний оптический волновод  $t_2$ ) располагается фазовращатель, работа которого основана на линейном электрооптическом эффекте Поккельса – изменении показателя преломления  $\Delta n$  в таком материале как  $\text{LiNbO}_3$  пропорционально напряженности приложенного к плечу интерферометра электрического поля. Линейный электрооптический эффект  $\Delta n$  связан с амплитудой приложенного поля уравнением  $\Delta n = n^3 r E / 2$ , где  $n$  – показатель преломления в отсутствии поля,  $E$  – напряженность приложенного электрического поля (ЭП),  $r$  – коэффициент Поккельса, являющийся в общем случае тензорной величиной [5]. Распространяющаяся по этому плечу световая мода с волновым вектором  $k = 2\pi/\lambda$ , в зависимости от величины приложенного к электродам напряжения  $V$  и длины волновода  $L$  в зоне взаимодействия полей, приобретает фазовый сдвиг  $\Delta\varphi = k\Delta n L = 2\pi\Delta n L/\lambda$ , что приводит к фазовой модуля-

ции световой моды. Таким образом, в этом плече создается модулятор типа бегущей волны, в котором свет и модулирующая СВЧ-волна распространяется в одном направлении. Модулирующие электроды достаточной протяженности создают эффективное распределение (на длине  $L$ ) для взаимодействия полей электрической и оптической волн (рис. 1). Полоса частот модулятора ограничивается степенью рассогласования скоростей оптической моды и СВЧ-волны и достигает сотни ГГц [1, 4].

На выходе ММЦ выполняется модуляция входного светового потока по интенсивности ввиду интерференции достигших его мод, прошедших по каналам  $t_1$  и  $t_2$ . Обычно в качестве материала подложки используют  $\text{LiNbO}_3$ . Если свет от двух плеч приходит в фазе, он суммируется, формируя сигнал выходного ОВ, при этом выходная мощность  $P_{\text{вых}}$  максимальна. Если свет от двух плеч не совпадает по фазе, выходная мощность снижается. В идеализированном случае, там, где нет неоднородных потерь в ОВ каналах и в обеих ветвях  $Y$  разветвителей, обеспечиваются абсолютно равные сдвиги фаз.

Процесс модуляции производит управление выходной мощностью по интенсивности, согласно уравнению

$$p_{\text{вых}} = 0,5p_{\text{вх}} \{1 + \cos[\Phi(V)]\}. \quad (1)$$

В практических устройствах, будут наблюдаться потери в разных плечах и на  $Y$  ветвях будут неравные мощности. Потери во входном и выходном  $Y$  разветвлениях, а также в ОВ  $t_1$  и  $t_2$  будут влиять на полные потери, но не будут влиять на работу в целом. Если входная  $Y$  ветвь распределяет мощности по канальным волноводам как  $a$  (верхняя ветвь) и  $(1 - a)$  – нижняя, а выходная  $Y$  ветвь суммирует мощности, идущие на выход, как  $b$  из верхней ветви и  $(1 - b)$  – нижней (рис. 2), то выходная мощность определяется как

$$p_{\text{вых}} = p_{\text{вх}} t_0 \{ abt_1 + (1 - a)(1 - b)t_2 + 2[a(1 - a)b(1 - b)t_1 t_2]^{0,5} \cos[\Phi(V)] \}. \quad (2)$$

Наличие некоторого дисбаланса могут приводить к незначительным усложнениям зависимости для коэффициента передачи [7], однако он может быть приведен к виду (2).

Модуляторы на основе электрооптического эффекта или эффекта электропоглощения (или сочетание их) имеют коэффициент передачи

$$p_{\text{вых}} = p_{\text{вх}} t_m T(V). \quad (3)$$

Здесь  $t_m$  описывает независимые от напряжения потери, при передаче от источника излучения в ОВ, стыки между ОВ, поглощение или рассеивающие свойства материала ОВ, потери, вызываемые изгибами, и т.д.  $T(V)$  это зависимость от прикладываемого напряжения потери при передаче оптической мощности, лежащие в основе механизма модуляции определяемого конструкцией.  $T(V)$  ограничено значениями 0 и 1, хотя в некоторых модуляторах эта величина не достигает ни одного из предельных значений.

Модуляторы (например, ММЦ) с использованием данного механизма (например, линейный электрооптический эффект) будут иметь одну и ту же функцию передачи, независимо от материала, на базе которого они построены.

При описании характеристик различных типов модулятора принято используют специфические для данного типа устройства основные параметры. Примерами этого могут служить полуволновое напряжение  $V_\pi$  (напряжение, обеспечивающее фазовый сдвиг между плечами равный  $\pi$ ) для ММЦ или  $V_{10}$  (напряжение ослабления на 10 дБ) в электропоглощающих модуляторах. Это самые удобные и физически значимые способы описания конкретных свойств модуляторов, но они не позволяют сравнить между собой параметры различных типов модуляторов.

Параметр  $1/V_\pi$  полностью определяет чувствительность к ЭП по входу ММЦ.  $V_\pi$  частотно зависим, но это главный параметр, который определяет чувствительность модулятора в аналоговых линиях связи и для него получено множество выражений, связывающих различные физические параметры модулятора, но все они приводят к одинаковому результату для  $V_\pi$  [1 – 4]. Не обращая внимания на возможное изменение напряжения вдоль модулирующего электрода, из-за частотных и микроволновых потерь  $V_\pi$  может быть записано в виде

$$V_\pi = \frac{\lambda_0}{n^3 r_i} \frac{d}{L} \left[ \frac{\iint dxdy f(x, y) I(x, y)}{\iint dxdy I(x, y)} \right]^{-1}, \quad (4)$$

где  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве,  $n$  – показатель преломления электрооптического материала,  $r_i$  – линейный электрооптический коэффициент,  $L$  – длина модулирующего электрода вдоль плеча ИМЦ, и  $d$  – расстояние между электродами, на которые

подаётся напряжение модуляции, оно сравнимо с  $\lambda_0$ . Выражение в скобках является безразмерным и описывает результат вычисления среднего ЭП по объёму моды при интенсивности оптической моды  $I(x,y)$ . Этот фактор называют перекрытием ЭП и оптической моды, он описывает взаимодействие электрического и оптического полей. Функция  $f(x,y)$  представляет собой пространственное изменение соответствующей составляющей ЭП

$$f(x,y) = dE_i(x,y)/V. \quad (5)$$

Из выражения (4) видно, что  $V_\pi$  изменяется обратно пропорционально  $L$  и часто произведение  $LV_\pi$  характеризуется как показатель качества. Ниобат литиевые ММЦ обычно имеют произведение  $VL$  от 50 до 100 В·мм при длине волны 1550 нм, и для более высоких значений нуждается в специально разработанных высокочастотных электродах. Чувствительность модуляторов пропорциональна  $1/V_\pi$ , при заданном электрооптическом коэффициенте  $r_i$ , пропорциональна отношению длины модулятора к зазору между электродами, то есть  $L/d$ . Однако оптические и радиочастотные потери также будут возрастать пропорционально длине  $L$ . Для выполнения этих противоречивых требований и повышения эффективности СВЧ модуляции используется модуляторы бегущей волны, в которых модулирующее поле распространяется синхронно с оптическим. При этом электрооптическое воздействие вдоль всего пути находится в фазе и суммируется.

В работах [8, 9] получено значение  $V_\pi$  от несколько десятых долей вольта, для низкочастотных электродов в резонансной схеме, до 4 В в широкополосной свыше 20 ГГц конструкции. Достижение более низких значений  $V_\pi$  является предметом активных исследований не только для  $\text{LiNbO}_3$ , но и при использовании других материалов [1, 4].

Передаточная функция ММЦ, схематически изображенного на рис. 2 представляет собой синусоиду [1], из которой для управления процессом модуляции выбирают одну из полуволн, задавая определенное напряжение смещения с помощью другой системы электродов (электродов смещения). Это напряжение может быть выбрано как для работы в линейной, так и в квадратичной области передаточной характеристики [5, 6]. Глубина модуляции на выходе прибора определяется соотношением амплитуд волн в разных плечах интерферометра. Для получения 100 % модуляции необходимы разветвители с высокой степенью симметрии и точности.

Анализируя составляющие фазового сдвига  $\Phi(V)$  рис. 2 в предположении линейного электрооптического эффекта (что справедливо для ниобата лития), можем записать

$$\Phi(V) = \varphi_0 + \pi V/V_\pi, \quad (6)$$

где  $V$  – напряжение на электродах фазовой модуляции,  $\varphi_0$  – постоянный сдвиг фазы ( $\varphi_0$  называется точкой смещения). Тогда входящая в выражение (3) передаточная функция  $T(V)$  определится как

$$T(V) \approx \cos^2(\varphi_0 + \pi \cdot V/V_\pi). \quad (7)$$

Полагая входное напряжение, поступающее на модулятор, в виде одиночного высокочастотного радиосигнала с постоянным смещением  $V_0$ :  $V_{\text{вх}}(t) = V_0 + V_{\text{рч}} \sin(\Omega t)$ , где  $\Omega$  – угловая частота радиосигнала амплитудой  $V_{\text{рч}}$ , можно перейти к анализу ЭП на входе модулятора [2]. Считаем, что поле во входном ОВ ММЦ непрерывное, т.е.

$$E_0(t) = \sqrt{2P_0/A} (\mu/\varepsilon)^{1/4} e^{i\omega t}, \quad (8)$$

где  $A$  – площадь поперечного сечения сердцевины волокна,  $\varepsilon$  и  $\mu$  – диэлектрическая и магнитная проницаемости сердцевины ОВ соответственно,  $P_0$  – среднее значение оптической мощности и  $\omega$  – угловая несущая оптическая частота. Уравнение (8) можно переписать так, чтобы показать в явном виде связь между  $P_0$  и комплексным оптическим полем:

$$P_0 = 0,5A(\varepsilon/\mu)^{1/2} E_0^* E_0. \quad (9)$$

Используя матрицы передачи, учитывая вышеприведенные допущения при введении величин (6) и (7), проведем анализ ЭП на выходе ИМЦ, путем разложения его по функциям Бесселя [2]. При этом поле на выходе ИМЦ принимает вид

$$\begin{aligned} \text{Re}(E_{\text{вых}}) = & -0,5\gamma \cos(\omega t) + 0,5\gamma \cos(\phi_0) \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\phi_{\text{рч}}) \cos[(\omega + k\Omega)t] - \\ & - 0,5\gamma \sin(\phi_0) \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(\phi_{\text{рч}}) \sin[(\omega + m\Omega)t], \end{aligned} \quad (10)$$

где все постоянные обозначены как  $\gamma = \sqrt{2P_0 I_{\text{мзм}}/A} (\mu/\varepsilon)^{1/4}$ ,  $\phi_{\text{рч}} = \pi V_{\text{рч}}/V_\pi$ ,  $\phi_0 = \varphi_0$ , а  $J_{k,m}$  – функции Бесселя первого рода  $k$ -го и  $m$ -го порядков.

Для радиооптических систем важным параметром, кроме значительной выходной мощности, является линейность.

**Методы линеаризации модуляторов Маха-Цендера.** Как показано в [2], разработанные базовые конструкции ММЦ позволяют использовать принцип масштабирования, при этом  $V_\pi$  ограничивается только удлинением модулятора, что позволяет обеспечить выполнение технологических допусков с высокой точности. Одна из первых вариантов схем, в которых два ММЦ оптически соединялись последовательно и управлялись одним и тем же РЧ-сигналом, представлена на рис. 3. В этой схеме имеются две основные точки регулировки: коэффициент разветвления РЧ сигнала, разделяемого между входами двух ММЦ, и постоянное смещение на каждом ММЦ.

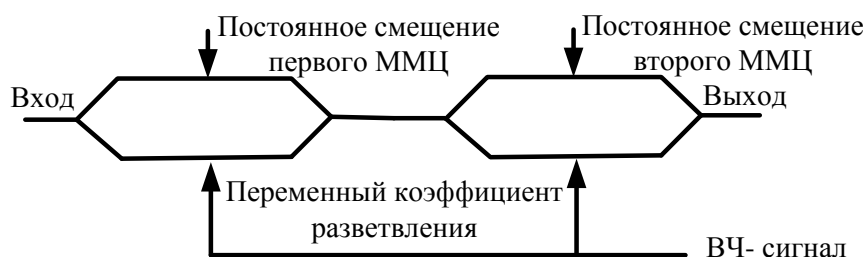


Рис. 3. Схема последовательного включения ММЦ

В такой схеме могут быть созданы и дополнительные регулировки, используя переменную оптическую связь по мощности или ММЦ с двумя входами и двумя выходами.

Для линеаризации аналоговых оптических линий используется и вариант параллельного включения ММЦ [2,7]. Базовая схема такого ММЦ приведена на рис. 4, где ММЦ расположены в каждом плече третьего общего ММЦ.

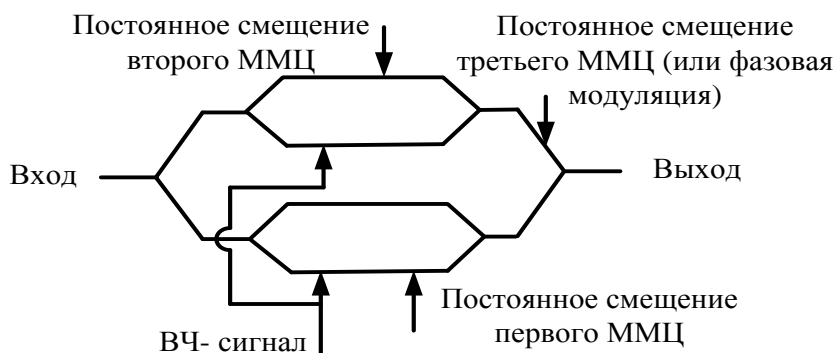


Рис. 4. Схема двойного параллельного ММЦ

Полученная структура дает четыре возможных параллельных оптических пути, относительные фазы которых контролируются с помощью трех электродов постоянного тока. На каждый из двух вложенных ММЦ подается РЧ сигнал. Разделение мощности оптического



излучения и ВЧ-сигнала поровну на два канала уменьшают размах рабочей области модуляции на кривой управления ММЦ. За счет изменения относительной амплитуды и фазы модуляции на каждом ММЦ с помощью многочисленных регулировок можно сделать так, чтобы искажение от одного ММЦ компенсировало искажение, вносимое другим ММЦ. При соблюдении указанных выше условий согласования функция передачи такого модулятора описывается как:

$$T_{smz}(V) = 0,25[1 + \cos(\phi_1 + \pi V \sqrt{1-s}/V_\pi)][1 + \cos(\phi_2 + \pi V \sqrt{s}/V_\pi)]. \quad (11)$$

где  $s$  и  $(1-s)$  – доли мощности ВЧ, поступающие соответственно в модуляторы ММЦ2 и ММЦ1, которые имеют соответствующие фазовые задержки ( $\phi_1$  и  $\phi_2$ ) и одинаковую величину  $V_\pi$  [7].

Упрощение конструкции линеаризованных модуляторов ММЦ достигается использованием отражающей схемы ММЦ [4], приведенной на рис. 5.

Такое структурное построение ММЦ аналогично последовательному варианту, где второе прохождение света обеспечивается отражающим устройством – зеркалом. Описанные выше схемы могут быть выполнены и на основе направленных ответвителей с симметричным выходом [2, 8].

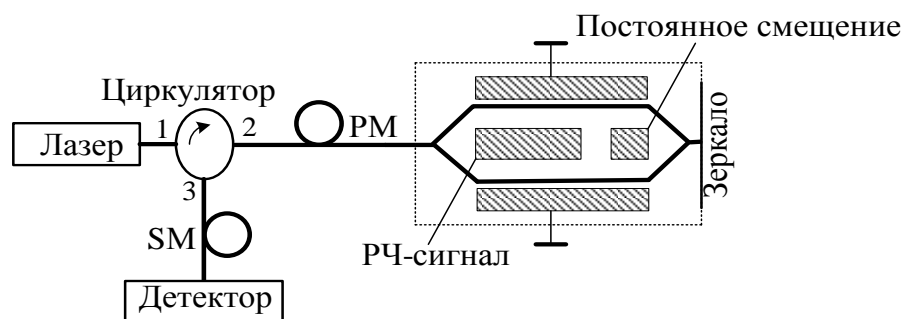


Рис. 5. Линеаризованная схема ММЦ со светоотражающим элементом

**Фотоннокристаллические ММЦ.** В настоящее время перспективным является новый вид оптического модулятора – нанофотонные интегрально-оптические модуляторы с фотонно - кристаллическими волноводами [1]. Благодаря тому, что проходящее по фотонно-кристаллическим ОВ оптическое излучение замедляется практически на два порядка, время его взаимодействия с ЭП многократно возрастает, что эквивалентно увеличению длины электродов во столько же раз и, следовательно, увеличивает эффективность модуляции.

Конфигурация интегрированного ММЦ в технологии кремний-на-изоляторе схематически показана на рис. 6.

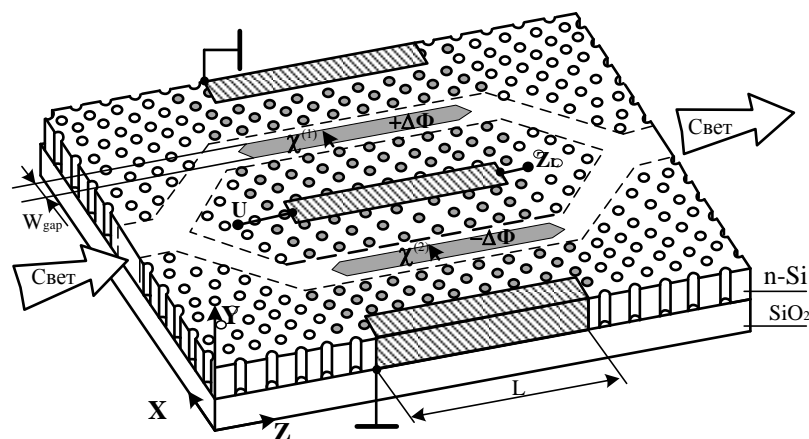


Рис. 6. Схематичное представление высокоскоростного ММЦ

Входной волновод обеспечивает квази-ТЕ режим распространения электрического поля (ЭП) с основной компонентой  $E_x$ , ориентированной вдоль направления  $x$ . Y-разветвители расщепляют по входу и суммируют оптические сигналы на выходе. Входной Y-разветвитель обеспечивает согласование двух плеч, располагаемых в фотонном кристалле. Копланарная линия передачи обеспечивает электрическое смещение полей, создавая двухтактный режим работы плеч фазового модулятора. Оптические сигналы в обоих плечах получают фазовые сдвиги, соответственно  $\pm \Delta\Phi$ .

Оптические каналы волноводов работают в квази-ТЕ режиме, где оптическое поле имеет компоненту  $E_x$  ориентированную параллельно плоскости подложки. Оба канала ММЦ содержат фазовые модуляторы (ФМ) – секции длиной  $L$ . ФМ состоят из фотонного кристалла ФС и линии с нестационарным волноводом ( $WG_S$ ), содержащие узкие зазоры шириной  $W_{gap}$  в центре и пропитанный (заполненные отверстия и зазор) нелинейным материалом (для усиления эффекта Поккельса). В такой системе ФС- $WG_S$  основная оптическая компонента поля  $E_x$  располагается точно в зазоре. Таким образом,  $x$ -компоненты оптического и модулирующего полей являются определяющими. Проявление электрооптического эффекта в нелинейном материале мгновенно [10].

Материал Si в секциях ФМ легирован, (обычно мышьяком с  $n_D \approx 2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ) для обеспечения достаточной проводимости ( $\sigma = 10 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$ ) без внесения значительных оптических потерь. Верхние поверхности кремниевых пластин ФМ металлизированы алюминием (три металлических слоя заштрихованные на рисунке, расположенные параллельно нелинейной области взаимодействия оптического волновода), и образуют СВЧ-копланарный

волновод. Два внешних электрода заземлены, а модулирующее напряжение  $V$  прикладывается к центральному электроду (нагруженному на согласованную нагрузку  $Z_L$ ), создавая режим бегущей волны СВЧ-напряжения, которое перемещается в плечах фазового модулятора противофазно. В каждом из плеч напряженность ЭП ограничивается зазором  $E_{el} = V/W_{gap}$  и ориентирована вдоль оси. Оптическое квази-ТЕ поле поступает со входной стороны ММЦ и фазовые сдвиги, индуцируемые на двух плечах составляют  $\Delta\Phi = \pm [\Delta\Phi_0 + \Delta\Phi(t)]$ , где  $\Delta\Phi(t) \sim V(t)$ . Напряжение смещения  $V_0$  выбирается таким образом, чтобы смещение устанавливало  $\Delta\Phi_0 = \pi/4$  (общая разность фаз  $2\Delta\Phi_0 = \pi/2$  между плечами ММЦ должна находилась в квадратуре). Для переключения ММЦ от полной передачи до полного затухания, фаза в каждой секции ФМ должна изменяться в пределах от  $\Delta\Phi_0 = -\pi/4$  до  $\Delta\Phi_0 = +\pi/4$ , что соответствует изменению напряжения от  $V = -V_\pi/4$  до  $V = +V_\pi/4$ .

Полоса модуляции ММЦ, в общем случае, ограничена величинами  $R$  и  $C$  и пространственной согласованностью между групповыми скоростями электрической  $v_{g,el}$  и оптической  $v_{g,opt}$  волн, что достигается созданием режима бегущей волны в фотоннокристаллическом волноводе (ФС-WG), нагруженном на сопротивление  $Z_L$ . Максимальная частота модуляции достигается, когда электрический сигнал модуляции внутри электрической структуры изменяется более чем на половину периода, в течение времени распространения  $t_{g,opt} = L/v_{g,opt}$  оптической волны через фотонный кристалл. При этом максимальная частота соответствует условию  $v_{g,el} \gg v_{g,opt}$ , а значение  $V_\pi$  (получено в ряде литературных источников) может быть принятым как

$$f_{3dB} \approx 0,5/t_{g,opt} = 0,5v_{g,opt}/L, \quad V_\pi \propto (W_{gap}/r_{33})(v_{g,opt}/L), \quad (12)$$

где  $r_{33}$  – тензорный электрооптический коэффициент.

Из уравнения (12) следует, что ширина полосы модуляции увеличивается с увеличением отношения  $v_{g,opt}/L$ . Это требует повышенного полуволнового напряжения  $V_\pi$ , т.е. большей амплитуды ускоряющего напряжения (4). Для оптимального модулятора (с большой пропускной способностью и низким напряжением  $V_\pi$ ) требуется оптимизация ширины полосы частот  $f_{3dB}$ , определяемой величиной  $v_{g,opt}/L$ . Длина модулирующего электрода  $L$  связана с оптической групповой скоростью  $v_{g,opt}$ , при этом снижение групповой скорости определяется выбором более короткой длины  $L$ . Для сни-

жения  $V_\pi$ , материал модулятора должен быть выбран с высоким значением  $r_{33}$ , а ширина щели  $W_{\text{gap}}$  (щелевого волновода) должна быть сделана минимальной.

Секция замедляющего фазового модулятора более подробно приведена на рис. 7. Конструкция ФС состоит из кремниевой платы с треугольной решеткой воздушных отверстий радиусом  $r$  (с периодом решетки  $a$ ). В центре ФС выполнена узкая щель  $W_{\text{gap}}$ , являющаяся дефектом для волноводной  $W_1$  линии. Щель, шириной  $W_{\text{gap}}$  заполняется электрооптическим органическим материалом и разрезает кремниевый фотонный кристалл, а линия дефектов волновода имеет ширину  $W_1$ . Кремниевые пластины высотой  $h$  и шириной  $W$  активированы примесью для необходимой электропроводности и выполнения электрических контактов с алюминиевыми слоями. Отверстия в структуре кремния заполнены высоко нелинейным электрооптическим органическим материалом, который заполняет как щель, так и отверстия ФС в области взаимодействия СВЧ поля с оптической волной.

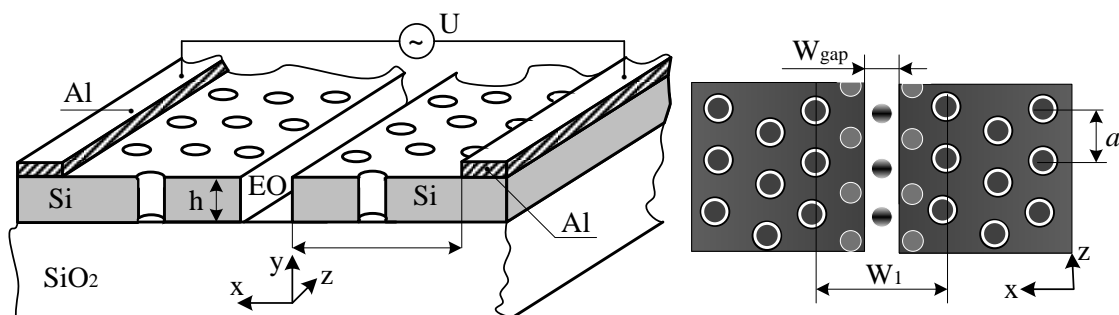


Рис. 7. Элемент фазового модулятора с основной составляющей ЭП  $E_x$ , с параметрами ФС:  $h = 220$  нм,  $W_{\text{gap}} = 150$  нм,  $n_{\text{EO}} = 1,6$ ,  $r/a = 0,3$ ,  $W_1 = 1,4 \cdot 3^{0,5} a$ ,  $a = 408$  нм

Благодаря высокой разности плотности материалов, кремнием ( $n_{\text{Si}}=3,48$ ) и органическим электрооптическим материалом ( $n_{\text{EO}}=1,6$ ), режим оптической квази-ТЕ в основном ограничивается промежутком, заполненным органическим материалом [11, 12].

Такая конструкция, как показано в [11], реализована с большой пропускной способности с полосой  $f_{3\text{dB}}$  ММЦ = 78 ГГц при амплитуде ускоряющего напряжения  $V = V_\pi/4 = 1$  В.

**Анализ ФС волновода фазового модулятора.** Для объяснения полученных проектных решений ФС волновода, рассмотрим замедляющую щель ФС волновода фазового модулятора, его свойства и обсудим конструкцию оптимизированной щели ФС волновода для

получения плоской кривой дисперсии.

Снижение групповой скорости в ФС волноводе легко получить вблизи края зоны Бриллюэна [13]. Специально разработанный ФС волновод со щелью обеспечивает режим с низкой групповой скоростью. Ширина  $W_1$  (см. рис. 7) выбрана так, чтобы обеспечить линейный дефект в волноводе, связанный с зонной диаграммой, показанной на рис. 8. Область с низкой групповой скоростью и малой дисперсией характеризует овал справа [13]. Такой режим демонстрирует низкую групповую скорость, ниже световой линии (пунктир на рис. 8) органической оболочки. Параметры ФС соответствуют приведенным на рис. 7.

Групповая скорость внутри отмеченной области (овал на рис.8) показана на рис. 9,б в зависимости от частоты (пунктирная линия).

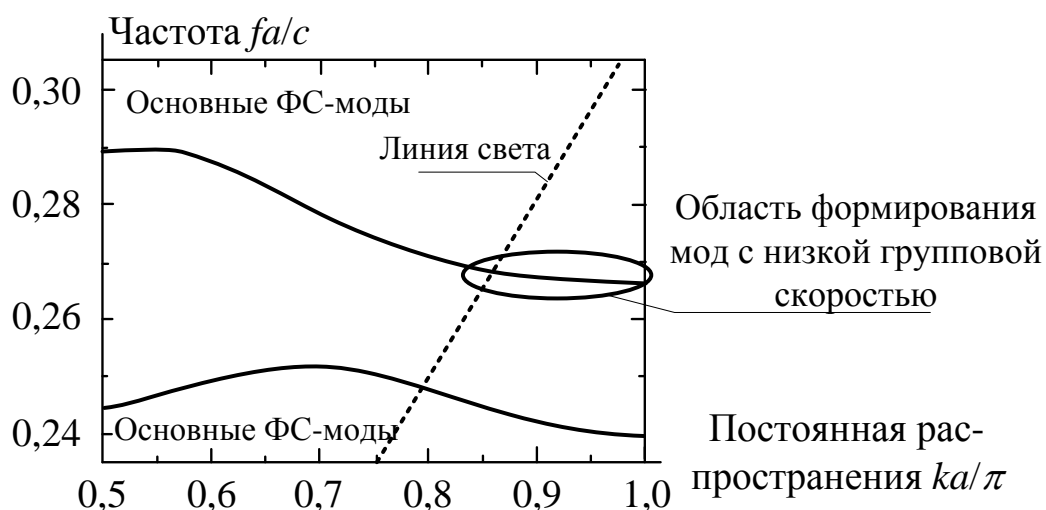


Рис. 8. Зонная диаграмма щели ФС волновода

Групповая скорость колеблется от почти 0% до 6% от скорости света в вакууме, однако и при этих условиях наблюдается значительная хроматическая дисперсия, порядка  $S > 5$  пс/(мм·нм). Для её снижения и улучшения конструкции, оптимизируют радиусы отверстий  $r_{1,2,3}$  и расстояния между центрами  $W_{1,2,3}$  (см. 9,а).

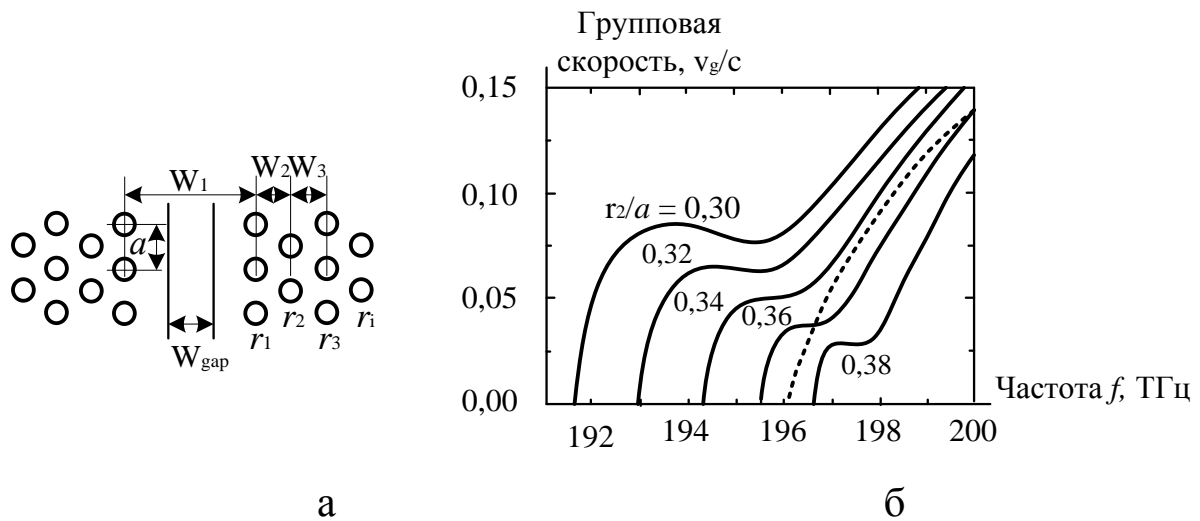


Рис. 9. Групповая скорость в зависимости от частоты и параметров структуры для ФС щелевого волновода ( $h = 220\text{ нм}$ ,  $W_{\text{gap}} = 150\text{ нм}$ ,  $a = 408\text{ нм}$ )

Для случая  $r_2/a = 0,36$ , групповая скорость составляет 4% от скорости света в вакууме, при этом дисперсия групповой скорости незначительна в полосе пропускания до 1 ТГц. Для сравнения, групповая скорость обычного оптического волновода на рис. 9,б изображена в виде пунктирной линии.

Основными параметрами эффективности ММЦ являются ширина полосы модуляции  $f_{3\text{dB}}$  и значение полуволнового напряжения  $V_\pi$ . Величины этих параметров ограничены разностью между скоростями электрических и оптических волн, а требование к РС-эффектам не играют роли для представленных структур. Разница между скоростями волн ограничивает широкополосность фазового модулятора бегущей волны на основе ФС волновода, и здесь следует рассмотреть два случая: (а) согласованную нагрузку и (б) без нее.

а) ФС волновод будет идеальным при наличии согласованной нагрузки, которая обеспечивает возможность распространяться промодулированным волнам вдоль  $z$  не отражаясь от его конца и поддерживая в пространстве постоянную амплитуду  $|V|$ . Электрические и оптические волны распространяются в одном направлении, но в общем случае при различных групповых скоростях  $v_{g,\text{el}}$  и  $v_{g,\text{opt}}$  (групповая задержка  $t_{g,\text{el}}$  и  $t_{g,\text{opt}}$  на секции фазового модулятора длиной  $L$ ). Нелинейное взаимодействие будет максимальным для совместно направленных бегущих волн (TW) с  $t_{g,\text{el}} = t_{g,\text{opt}}$ , которое уменьшается, если  $t_{g,\text{el}} \neq t_{g,\text{opt}}$ . Когда электрические и оптические волны сигналов приобретут разность фаз  $\pi$ , предельная частота модулирующего  $f_{3\text{dB}}$  определяется как  $\omega^{(TW)}_{3\text{dB}} |t_{g,\text{opt}} - t_{g,\text{el}}| = \pi$ , т.е.

$$f^{(TW)}_{3dB} = 0,5/|t_{g,opt} - t_{g,ej}| = (0,5v_{g,opt}/L)(1/|1 - v_{g,opt}/v_{g,el}|). \quad (13)$$

Более точная формула, полученная в [14] уточнила лишь коэффициент 0,5 в формуле (13) который должен быть заменен на 0,556.

б) Для того чтобы сохранить конструкцию ММЦ и сделать её пригодной для интегрального исполнения, ФС-WG должен быть настроенным без оконечного нагрузочного сопротивления. Результатом отражения от открытого конца ФС-WG будет формирование стоячей волны. Для прямой распространяющейся электрической волны, уравнение (13) определяет предельную частоту. Однако обратная – отраженная волна ставит более жесткие ограничения на рассогласование, т.к. теперь электрическая волна имеет противоположное направление по сравнению с оптической волны. По аналогии с аргументами, которые привели к формуле (13) получим, что  $\omega_{3dB}|t_{g,opt} + t_{g,ej}| = \pi$ . При этом

$$f_{3dB} = 0,5/|t_{g,opt} + t_{g,ej}| = (0,5v_{g,opt}/L)(1/|1 + v_{g,opt}/v_{g,el}|). \quad (14)$$

Как и в случае (13), более точная формула может быть получена на основе [14], путем замены коэффициента 0,5 в уравнении (14) на 0,556. Если условие  $v_{g,opt} \ll v_{g,el}$  выполняется, то  $f_{3dB} \approx \approx f^{(TW)}_{3dB}$  и электрически укороченная конструкция ММЦ и без согласования нагрузки для ФС волновода становится практически эквивалентной, что и приводит к формуле (14).

Как отмечено ранее, чувствительность ММЦ характеризуется полуволновым  $\pi$ -напряжением  $V_\pi$ . Чем меньше значение  $V_\pi$ , тем выше чувствительность. Для данной длины  $L$  ФМ напряжение  $|V|$  необходимое для  $\pi$ -фазового сдвига определяется как  $V_\pi$ . Оптическая волна, распространяющаяся по секции ФМ, под действием нелинейного показателя преломления изменится внутри нелинейного материала ФМ пропорционально электрическому модулирующему полю  $E_{el}$ ,

$$\Delta n = -0,5r_{33}n_{EO}^3 E_{el}, \quad E_{el} = V/W_{gap}. \quad (15)$$

Как и раньше,  $n_{EO}$  представляет собой эффективную линейную часть показателя преломления в секции ФМ и  $r_{33}$  является скалярным линейным электрооптическим коэффициентом. Полный сдвиг фазы световой волны в связи с изменением индекса в секции ФМ длины  $L$  будет [14]

$$\Delta\Phi = -\Delta\beta L = -\Gamma\Delta n k_0 L. \quad (16)$$

Величина  $k_0 = 2\pi f_0/c$  – волновое число. В формуле (16) используется коэффициент взаимодействия поля  $\Gamma$ . Он квантует силу нелинейного электрооптического взаимодействия модулирующего электрического поля и оптической моды в поперечном сечении вдоль решетки с периодом  $a$  [14],

$$\Gamma = \frac{\int \frac{n_{EO}}{Z_0} |\hat{E}_x|^2 dV}{\int a \Re(\hat{\mathbf{E}} \times \hat{\mathbf{H}}^*) \cdot \mathbf{e}_z dA} \propto 1/\nu_{g,opt}. \quad (17)$$

В уравнении (17)  $Z_0$  – волновое сопротивление свободного пространства,  $\hat{\mathbf{E}}$  ( $x$ -компонента  $E_x$ ) и  $\hat{\mathbf{H}}^*$  – является модой оптического, электрического или магнитного полей,  $\mathbf{e}_z$  – единичный вектор в  $z$ -направлении,  $\Re = \eta q/(h\nu)$  – чувствительность фотодиода, где  $\eta$  – квантовая эффективность фотодиода,  $q$  – заряд электрона,  $h$  – постоянная Планка,  $\nu$  – оптическая частота (такое определение для  $\Re$  корректно, если оптическая мощность, из сердцевинки ОВ полностью передается фотодиоду, в противном случае следует добавить сомножитель  $\alpha_{pd} < 1$ , т.е.

$$\Re_{eff} = \alpha_{pd} \eta q/(h\nu).$$

Коэффициент взаимодействия поля  $\Gamma$ , как это определено в формуле (17), отличается от коэффициента удержания поля, который обычно рассчитывается как отношение оптической мощности в поперечном сечении области взаимодействия к общей мощности, распространяющейся в целом по поперечному сечению конкретной моды. В то время как коэффициент удержания поля изменяется от 0 до 1, коэффициент  $\Gamma$  может быть больше 1. Интеграл в числителе уравнения (17) является мерой энергии, запасенной в поперечном сечении, распространяющейся оптической моды внутри ФМ по длине  $a$ . Знаменатель представляет собой передаваемую мощность определенной моды волны в поперечном сечении. Поскольку в числителе  $\Gamma$  считается определяющей поперечную составляющую поля, то пропорциональность  $\Gamma \propto 1/\nu_{g,opt}$  выполняется лишь приближенно. Следует отметить, что прикладываемое напряжения к ФМ приводит к изменению фазы  $\pi = \Delta\Phi$  в пределах длины  $L$ . При этом из уравнений (15) – (17), напряжение  $V_\pi$  вычисляется как



$$V_{\pi} = \frac{c}{n_{EO}^3 f_0} \frac{W_{gap}}{r_{33}} \frac{1}{L\Gamma}, \quad V_{\pi} \propto \frac{W_{gap}}{r_{33}} \frac{1}{L\Gamma} \propto \frac{W_{gap}}{r_{33}} \frac{v_{g,opt}}{L} \propto \frac{W_{gap}}{r_{33}} f_{3dB}. \quad (18)$$

Для обоснования пропорциональности между составляющими правой части этого уравнения  $\Gamma \propto 1/v_{g,opt}$  и  $f_{3dB} \propto v_{g,opt}/L$  в (18) были проведены подстановки в уравнении (17) из уравнения (14).

**Оптимизированная схема модулятора Маха-Цендера.** Для получения максимальной ширины полосы модуляции  $f_{3dB}$  (14) амплитудного модулятора и для минимизации его полуволнового напряжения  $V_{\pi}$ , согласно выражение (18), оптическая групповая скорость  $v_{g,opt}$  ФС волновода его длина  $L$ , электрооптический коэффициент  $r_{33}$  органического материала и ширина щели  $W_{gap}$  должны быть оптимизированы. Для создания интегрируемого ММЦ с малой длиной  $L$  и необходимой шириной полосы  $f_{3dB}$ , следует оптимизировать величину  $v_{g,opt}/L$ . Снижение  $v_{g,opt}$  обеспечивает небольшую длину  $L$ , однако более низкая  $v_{g,opt}$  ведет к увеличению потерь в волноводе [14] и уменьшению пропускной способности оптических каналов, так что  $v_{g,opt}$  не может быть сделана сколь угодно малой.

Поскольку дисперсионно-гладкие структуры показывают большую ширину полосы модуляции  $f_{3dB} = 78$  ГГц при длине только  $L = 80$  мкм, что достигается при малой амплитуды ускоряющего напряжения 1 В, считаем, что это оптимальная структура для рассматриваемых технологических ограничений [9].

**Заключение.** Электрооптический эффект обнаружен в самых разнообразных материалах, в том числе в ниобате лития, ниобате бария, в стронции и в других неорганических кристаллах (полупроводники группы  $A^{III}B^V$ ), а также в полимерах. Несмотря на определенные достоинства электрооптических модуляторов на основе ячейки Поккельса, для интегральной оптики наиболее характерным является использование модуляторов, в основе которых лежит схема интерферометра Маха-Цендера. Именно такие устройства и являются сегодня претендентами на использование их в системах радиооптических фазированных антенных решетках.

### Литература:

1. Зайцев Д.Ф. Нанопотоника и ее применение. – М.: Фирма «Актеон», 2014. 445 с.
2. Урик Винсент Дж.-мл., Мак Кинни, Джейсон Д., Вилльямс Кейт Дж. Основы микроволновой фотоники. М.: Техносфера, 2016. 376 с.
3. Салех Б., Тейх М.. Оптика и фотоника. Принципы и применения. Пер. с англ. Учебное пособие. В 2 т. - Долгопрудный: Издательский Дом «Интеллект», Том 2, 2012. 784 с.
4. William S. Chang, RF Photonik Technology in Optical Fiber Links, Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2002.
5. Свечников Г.С. Элементы интегральной оптики. – М.: Радио и связь, 1987. 104 с.
6. Кондранин Е.А., Зацепилов Н.И., Клименков А.С., Пивоваров И.И., Червяков Г.Г. Радиофотонные аналоговые линии связи для СВЧ сигналов. Вопросы специальной радиоэлектроники, серия ОВР.- Таганрог, ТНТИС.- вып. 1.-2015. С. 6-21.
7. Betts G.E., Linearized modulator for suboctave-bandpass optical analog links, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 42(12), 2642–2649 (1994).
8. H. Skeie and R. V. Johnson. Linearization of electro-optic modulators by a cascade coupling of phase modulating electrodes, Proc. SPIE 1583, 153–64, 1991.
9. Jan-Michael Brosi Multiple quantum well electroabsorption modulators for RF photonic links. Karlsruhe Series in Photonics & Cjmmunications, Vol. 4, University of California, San Diego, 2008, p. 170.
10. E.M. McKenna, A. S. Lin, A. R.Mickelson, R. Dinu, and D. Jin, Comparison of  $\Gamma_{33}$  values for AJ404 films prepared with parallel plate and corona poling, *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 24, 2007. pp. 2888-2892.
11. V.R. Almeida, Q. Xu, C. A. Barrios, and M. Lipson, Guiding and confining light in void nanostructure, *Opt. Lett*, vol. 29, no. 112004. pp. 1209-1211.
12. Winzer P.J., Gnauck A.H., Chandrasekhar S., Draving S., Evangelista J. and Zhu B., Generation and 1,200-km transmission of 448-Gb/s ETDM 56-Gbaud PDM 16-QAM using a single I/Q modulator, in 36th European Conf. on Optical Communication (ECOC), 1-3 (2010).
13. L.C. Andreani and D. Gerace, Photonic-crystal slabs with a triangular lattice of triangular holes investigated using a guided-mode expansion method, *Phys. Rev. B*, vol. 73, 2006. p. 235.
14. C. Koos, Nanophotonic Devices for Linear and Nonlinear Optical Signal Processing. PhD thesis, Universitat Karlsruhe (TH), 2008.

## ЗАВИСИМОСТЬ ЭФФЕКТИВНОЙ МАССЫ НОСИТЕЛЕЙ ОТ ЭНЕРГИИ В ПОЛУПРОВОДНИКАХ ТИПА $A^{III}B^V$

**Малышев И.В.,**

к.т.н., доцент ЮФУ

[im1960@mail.ru](mailto:im1960@mail.ru)

**Филь К.А.,**

соискатель ЮФУ

**Гончарова О.А.,**

аспирант ЮФУ

**Аннотация.** В работе приведены 6 случаев различных зависимостей эффективной массы от энергии, проявляющих себя в многодолинных полупроводниках типа  $A^{III}B^V$ . Эти эффекты возникают в сильных электрических полях, и лежат в основе работы современных полупроводниковых приборов. Приведены сравнительные характеристики всех возможных случаев вышеупомянутых зависимостей, которые могут быть применимы для построения моделей объемных полупроводниковых структур.

**Ключевые слова:** эффективная масса, многодолинный полупроводник, сильное электрическое поле, полупроводниковый прибор, полевые эффекты

**Введение.** Нелинейность в объеме полупроводников типа  $A^{III}B^V$  на энергетической диаграмме которых имеется несколько долин, каждой из которых соответствует свое значение эффективной массы, определяется механизмом зависимости этого параметра от средней энергии носителей [1]. При этом наиболее важным является вопрос об отклонении дисперсионной характеристики от квадратичного закона, которую можно учесть путем ввода зависимости эффективной массы  $m$  носителей от их средней энергии  $W$  [1, 2].

**Постановка задачи.** Известно [3], что на дне зоны проводимости (ЗП) эффективная масса носителей заряда положительна и является константой  $m = m_0 > 0$ , а её энергия определяется как  $W_0 = 1,5 kT_0$  (где:  $k$  – постоянная Больцмана;  $T_0 = 300\text{K}$  – комнатная температура). На вершине ЗП  $m < 0$ , а при разогреве внешним полем, с ростом энергии, когда  $W \rightarrow \frac{\Delta W_{\text{ЗП}}}{2}$  ( $\Delta W_{\text{ЗП}}$  – ширина зоны проводимости), величина  $m$  будет в точке  $\frac{\Delta W_{\text{ЗП}}}{2}$  переходить через  $\pm \infty$ .

При одномерном кристаллографическом рассмотрении вдоль

одной из осей, можно выделить три известных причины появления этой зависимости [1]:

1) Классическое отклонение дисперсии от квадратичного закона является определяющей причиной нелинейных свойств объёма полупроводника. Этот эффект записывается соотношением [2]:

$$\frac{1}{m} = \frac{1}{m_0} \left( 1 - 2 \frac{W - W_0}{\Delta W_{3п}} \right), \quad (1)$$

где  $m_0$  – эффективная масса при энергии  $W = W_0$ ;  $\Delta W_{3п}$  – полная ширина разрешённых значений  $W$  в ЗП при движении вдоль одной из осей. (Для направления  $\langle 100 \rangle$  в *GaAs* определено  $\Delta W_{3п} = 1,93$  эВ).

2) Учёт Кейновского рассмотрения отклонения дисперсии от квадратичного закона, проявляющееся за счёт учёта влияния электронов основной зоны на поведение электронов в ЗП, что приводит к дополнительной энергии  $\Delta W$ , квантование которой приводит, в свою очередь, к квантованию энергетических уровней и образованию дополнительных подзон [3]. Это проявляется в виде степенной зависимости:

$$\frac{1}{m} = \frac{1}{m_0} \left[ \frac{1}{\left( 1 + 2 \frac{W - W_0}{\Delta W_{3з}} \right)} \right]^3. \quad (2)$$

(для *GaAs*, при значении волнового вектора  $k=0$ , ширина запрещённой зоны  $\Delta W_{3з} = 1,4$  эВ).

3) Зависимость  $m(W)$ , связанная с двухдолинным представлением полупроводников типа  $A^{III}B^V$  ( $A^{II}B^{VI}$  и др.). Само по себе это представление довольно громоздко и может быть упрощено за счёт рассмотрения эффекта «утяжеления» электронов при переходе их в боковые долины в процессе разогрева. Это можно описать в виде соотношения [2]:

$$m = m_n + \frac{m_b - m_n}{2} \left[ 1 + th \left( \frac{W - W_6}{\Delta W_n} \right) \right], \quad (3)$$

где  $m_n = 0,072 m_c$  и  $m_b = 1,2 m_c$  – массы электронов в верхней и нижней долинах соответственно;  $m_c$  – масса свободного электрона;  $W_6$  – энергия уровня дна боковой долины (для *GaAs*:  $W_6 - W_0 = 0,36$  эВ);  $\Delta W_n$  – интервал средних энергий электронов, внутри которого, при  $W \approx W_6$ , осуществляется переход в боковую долину. При рассеянии на оптических фононах  $\Delta W_n = \hbar \omega_{of} \approx 0,035$  эВ.

С другой стороны, согласно [5] учесть междолинный перенос можно следующим образом:

Пусть  $n_n$  – концентрация носителей в нижней долине;  $n_v$  – концентрация носителей в верхней долине, тогда средняя эффективная масса:

$$m_{cp} = \frac{n_n m_n + n_v m_v}{n_n + n_v} = \frac{m_n + n_v/n_n m_v}{1 + n_v/n_n}. \quad (4)$$

Отношение заселенности верхней и нижней долин разделенных энергетическим зазором  $\Delta E = W_v - W_n$  [5]:

$$\frac{n_v}{n_n} = R \exp\left(-\frac{\Delta E}{kT}\right), \quad (5)$$

где  $R$  – отношение плотностей состояний:  $R = \frac{M_2}{M_1} \left(\frac{m_v}{m_n}\right)^{3/2}$ ;  $M_1$  и  $M_2$  – число нижних и верхних долин (для GaAs  $M_1 = 1$ ,  $M_2 = 4$  и соответственно  $R = 272$ )

Подставляя (5) в (4) и выражая температуру через энергию ( $W = 3/2kT$ ) можно получить зависимость средней эффективной массы от энергии, учитывающую только междолинный перенос.

Ниже на рис. 1 представлены два графика энергетических зависимостей нормированной эффективной массы ( $m/m_n$ ) от нормированной энергии  $W/W_0$  ( $W_0 = 3/2kT_0$ ,  $T_0 = 300K$ ), учитывающие только междолинный перенос и построенные для GaAs (график 2, уравнение (3)), в сравнении с [5] (график 1, уравнение (4)).

Таким образом, хорошее соответствие полученных зависимостей, позволяет сделать вывод о том, что учет междолинного рассеяния, можно проводить как по уравнениям (3) так и по (4). В дальнейшем в данной работе используется соотношение (3).

Подставляя вместо  $m_0$  в выражении (1) величину  $m$  из (2), получим достаточно общий закон изменения эффективной массы электрона в зоне проводимости из-за отклонения дисперсии от квадратичной зависимости:

$$\frac{1}{m} = \frac{1}{m_0} \left(1 - 2 \frac{W - W_0}{\Delta W_{3n}}\right) / \left(1 + 2 \frac{W - W_0}{\Delta W_{33}}\right)^3. \quad (6)$$

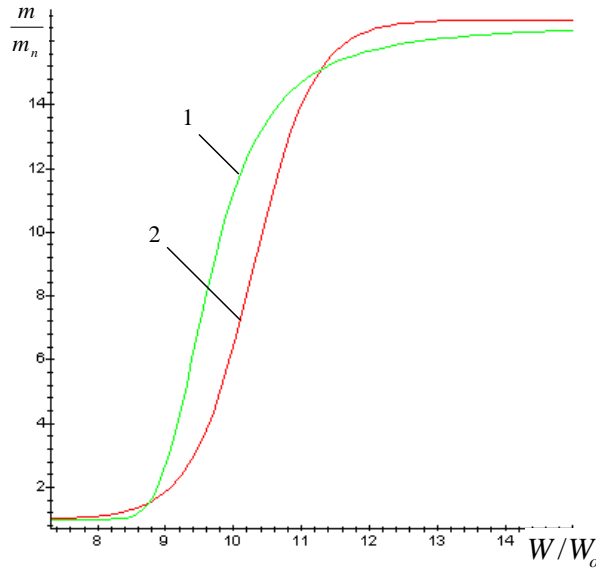


Рис. 1. Энергетические зависимости нормированной средней эффективной массы

Если в соотношение (3) в качестве  $m_n$  подставить величину  $m$  определяемую из (6), а в качестве  $m_e$  соответствующую  $m$ , также определяемую из (6) для верхней долины (т.е. заменив в (6)  $m_0 = m_e$  – эффективная масса дна боковой долины,  $W_0 = W_6$ ,  $\Delta W_{33} = W_{336}$  – расстояние от дна боковой долины до вершины основной зоны,  $\Delta W_{3n} = \Delta W_{3n6}$  – ширина зоны проводимости боковой долины (для GaAs:  $\Delta W_{336} = 1,76$  эВ;  $\Delta W_{3n6} = 2$  эВ)), то получившийся при этом закон будет учитывать все три представленных эффекта изменения эффективной массы от энергии:

$$m = \frac{1}{m_0} \frac{\left(1 + 2 \frac{W - W_0}{\Delta W_{33}}\right)^3}{\left(1 - 2 \frac{W - W_0}{\Delta W_{3n}}\right)} + \frac{1}{2} \left( \frac{1}{m_b} \frac{\left(1 + 2 \frac{W - W_6}{\Delta W_{336}}\right)^3}{\left(1 - 2 \frac{W - W_6}{\Delta W_{3n6}}\right)} - \frac{1}{m_0} \frac{\left(1 + 2 \frac{W - W_0}{\Delta W_{33}}\right)^3}{\left(1 - 2 \frac{W - W_0}{\Delta W_{3n}}\right)} \right) \left[ 1 + th \left( \frac{W - W_6}{\Delta W_n} \right) \right]. \quad (7)$$

Все вышеперечисленные подстановки проиллюстрированы на рис. 2 в виде энергетических зависимостей, построенных в нормированном виде для эффективной массы в основной долине GaAs (график 1, уравнение (6)), боковой долины (график 2, уравнение (6)) и суммарная, учитывающая междолинный переход (график 3, уравнение (7)).

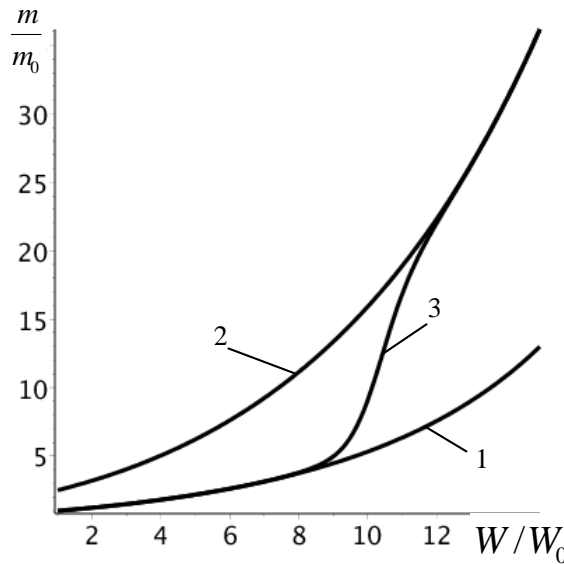


Рис. 2. Энергетические зависимости нормированной эффективной массы для основной долины GaAs

Так как полученное выражение достаточно громоздко и неудобно для применения в практических расчетах, можно, в качестве феноменологического подхода, не рассматривать отдельно каждый из вышеперечисленных случаев, а обобщить их в виде соотношения, полученного после разложения  $\frac{1}{m} = f(W)$  в ряд Тейлора и ограничения первым членом этого ряда [2]:

$$\frac{1}{m} = \frac{1}{m_0} \left( 1 - p_m \frac{W - W_0}{W_0} \right), \quad (8)$$

где  $p_m$  – безразмерный параметр, зависящий от типа полупроводника, определяемый из его дрейфовой характеристики (для GaAs: определено  $p_m = 0,1$ ).

Этот вывод подтверждается графическим сравнением соотношений (7) и (8), приведённом на рис. 3 (рассчитанные по уравнению (7) (график 1) и (8) (график 2)), из которого видно практически полное совпадение кривых, особенно при  $W/W_0 > 8,5$ , что соответствует диапазону изменения  $m/m_0 > 4,2$ .

Проведём анализ соотношений (7) и (8) с использованием дифференциальных уравнений сохранения [1]:

$$\frac{dW}{dt} = \frac{eEp}{m} - \frac{W - W_0}{\tau_3}; \quad (9)$$

$$\frac{dp}{dt} = eE - \frac{p}{\tau}; \quad (10)$$

где  $e$  – заряд электрона;  $\tau$  и  $\tau_3$  – времена релаксации квазиимпульса  $p$  и энергии  $W$  соответственно.

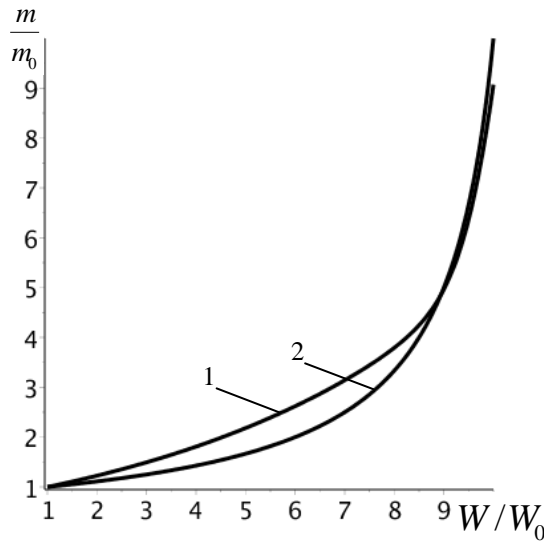


Рис. 3. Энергетические зависимости нормированной эффективной массы

После подстановки (9) в (8) и рассмотрения стационарного случая этих уравнений, получим в нормированной форме:

$$\frac{E}{E_n} = \sqrt{\frac{m}{m_0} p_m \left( \frac{W}{W_0} - 1 \right)}, \quad (11)$$

где  $E_n = \sqrt{\frac{m_0 W_0}{e^2 p_m \tau \tau_3}}$  – напряжённость порогового электрического поля эффекта Ганна [2].

Подставляя в уравнение (11) зависимости  $m(W)$ , полученные ранее, можно оценить для вышеперечисленных случаев (6) – (8) влияние внешнего электрического поля на среднюю энергию носителей с учетом разных механизмов дисперсии (рис. 4, где 1 – для основной долины, 2 – для боковой долины, 3 – с учетом междолинного перехода, 4 – рассчитанный с использованием уравнения (8)).

Из графиков, приведенных на рис. 4, видно, что график 4, построенный с использованием уравнения (8), хорошо аппроксимирует кривую 3, построенную по уравнению (7) в диапазоне значений  $4,2 > E/E_n > 1,5$ , что соответствует вышеупомянутому условию  $W/W_0 > 8,5$ , и что вполне удовлетворяет обычному рабочему режиму приборов, использующих разогревные эффекты в структурах из GaAs [4].



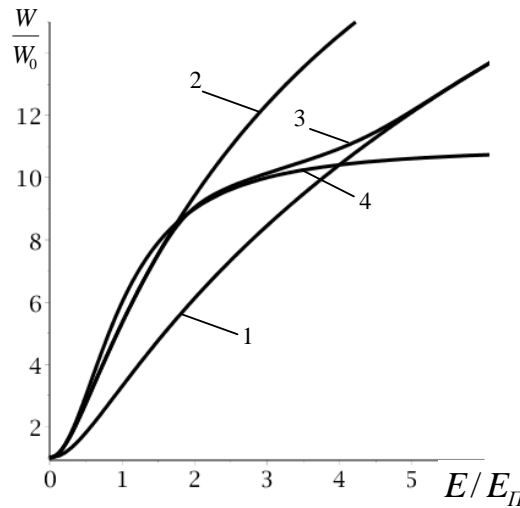


Рис. 4. Зависимости нормированных значений средней энергии носителей от внешнего постоянного поля

Используя (8), определим плотность выходного тока как:  $j = en\mu E = \frac{e^2 n \tau}{m} E$ . Введя параметры:  $\mu_0 = \frac{e \tau}{m_0}$ , а также  $j_{\Pi} = n \mu_0 E_{\Pi} = e^2 n \tau E_{\Pi} / 2 m_0$ , можно из решения стационарного случая уравнений (9) и (10), получить в нормированном виде:

$$\frac{j}{j_{\Pi}} = \frac{E}{E_{\Pi}} / \frac{m}{m_0} = 2 \frac{E}{E_{\Pi}} / \left( 1 + \frac{E^2}{E_{\Pi}^2} \right). \quad (12)$$

Полученное уравнение имеет компактный вид и удобно для использования, как для аналитических, так и для численных прикладных расчётов. График этой зависимости приведён на рис. 5.

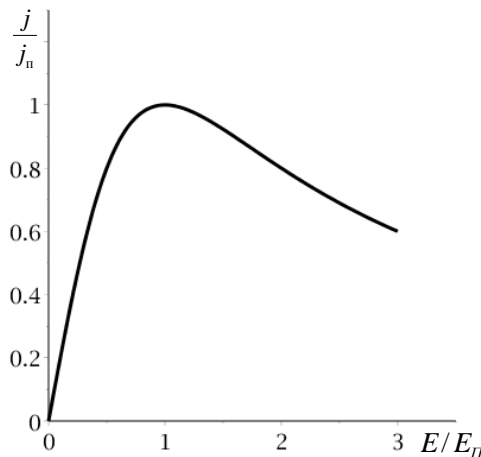


Рис. 5. График, построенный по соотношению (12)

**Заключение.** На рис. 5 видно, что график относительной плотности выходного тока, имеет экстремум в точке  $E/E_{\Pi} = 1$ , что соответствует виду дрейфовой характеристики для *GaAs* (он может быть таким же образом построен для объёмов других структур по-

лупроводников подобного типа). Это соответствие также подтверждается результатами анализа 3-го случая вышеизложенных рассмотрений  $m(W)$  по соотношению (7).

### Литература

1. Малышев В.А. Метод анализа микроволновых нелинейных процессов в объёме полупроводников с переменной эффективной массой носителей заряда в сверхрешётках и в приборах на их основе // Известия ВУЗов. Электроника. 1999. № 4. С. 3-10.
2. Малышев В.А. Теория разогревных нелинейностей плазмы твёрдого тела. Изд. Ростовского Университета, 1979. 264 с.
3. Аскеров Б.М. Кинетические эффекты в полупроводниках. Л.: Изд. «Наука», 1970. 248 с.
4. Malyshev I.V., Fil K.A., Parshina N.V. Methods of the Dispersion Type Accounting on Output Parameters of  $A^{\text{III}}B^{\text{V}}$  Type Semiconductors in Strong Electric Fields. Materials of 2017 International Conference on Physics and Mechanics of New Materials and Their Applications (PHENMA 2017), Jabalpur, India, 2017, p. 167-168.
5. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. В двух книгах. Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. 456 с.

УДК 621.3.049:621.396.6:621.383

## УСТРОЙСТВА МОДУЛЯЦИИ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ РАДИООПТИЧЕСКИХ АФАР

**Червяков Г.Г.,**  
профессор КГТИ

***Аннотация.** Рассмотрены современные методы и устройства для модуляции когерентного оптического излучения в широком частотном диапазоне для радиооптических антенных решеток.*

***Ключевые слова:** оптические модуляторы, когерентное оптическое излучение, радиооптические фазированные антенные решетки*

**Введение.** Рассматриваются электрооптические модуляторы, основанные на использовании показателя преломления, изменяющего интенсивность проходящего светового потока и модуляторы бегущей волны. Уделено внимание и модуляторам электропоглощения на эффекте многофотонных квантовых ям предназначенных для использования в радиооптических антенных решетках. Приведены их схемные решения и оценены основные параметры.

**Целью работы** является рассмотрение современных методов и устройств для модуляции когерентного оптического излучения в широком частотном диапазоне для радиооптических антенных решёток.

**Модуляторы на основе изменения показателя преломления.** Модуляторы подобного типа строятся чаще всего на основе ниобата лития. Ниобат лития,  $\text{LiNbO}_3$  – изолирующий кристалл, прозрачный для длин волн в диапазоне примерно от 0,4 до 4,2 мкм. Продемонстрированы  $\text{LiNbO}_3$  модуляторы в значительной частотной области (в основном в окнах прозрачности 1,3 и 1,5 мкм). Некоторые из основных свойств  $\text{LiNbO}_3$  приведены в таблице. Более полный список можно найти в работах [2, 3].  $\text{LiNbO}_3$  является двулучепреломляющим, и его физические свойства различны по осям. Многие из свойств этого материала являются тензорами.

Приведенные значения для электрооптических коэффициентов и диэлектрических постоянных применимы для частот выше 10 МГц. Самый весомый электрооптический коэффициент, применительно к поляризованному свету проявляется вдоль  $z$ -оси при приложении электрического поля вдоль этой оси. Есть и несколько других ненулевых коэффициентов, единственный из здесь перечисленных  $r_{13}$ , который применим для света, поляризованного вдоль  $x$ -оси при приложении ЭП вдоль  $z$ -оси. Некоторые характеристики  $\text{LiNbO}_3$  (при 300K) приведены в таблице 1.

Таблица 1.

### Характеристики ниобата лития

Свойства	Элемент	Величина
Оси идентификации	Обычные	$x, y; 1, 2; a, b; o$
	Необычные	$z; 3; c; e$
Показатель преломления при длине волны 1550 нм	$n_o$	2,223
	$n_e$	2,143
Электрооптический коэффициент	$r_{33}$	$30,8 \times 10^{-12}$ м/В
	$r_{13}$	$8,6 \times 10^{-12}$ м/В
	$n_e^3 r_{33}$	$303 \times 10^{-12}$ м/В
Диэлектрическая постоянная	$\epsilon_x$ и $\epsilon_y$	43
	$\epsilon_z$	28
Тангенс угла диэлектрических потерь		0,004
Коэффициент теплового расширения	Вдоль $x$ или $y$	$14 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$
	Вдоль $z$	$4,1 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$

Следует отметить, что  $\text{LiNbO}_3$  – материал, чувствительный к поляризации. Влияние на значение  $r_{33}$  различной поляризации может быть зафиксировано, если  $x$ -поляризованный свет подать на модулятор, предназначенный для  $z$ -поляризованного света: при этом для получения желаемой модуляционной характеристики потребуется примерно в три раза увеличить прикладываемое полуволновое напряжение  $V_\pi$ .

Изменение индекса за счет прикладываемого электрического поля (ЭП) проявляется в виде нескольких факторов в дополнение к электрооптическому коэффициенту. Что касается основных материальных констант выявлено, что параметр  $n^3r$  следует использовать при сравнении различных материалов по электрооптическому эффекту, а не оценивать лишь индивидуальное значение  $r$ . Диэлектрическая проницаемость важна, когда требуется воспроизводить частотный диапазон выше нескольких сотен МГц. В высокочастотной конструкции, бегущая волна определяется скоростью распространения микроволн. Диэлектрическая проницаемость  $\text{LiNbO}_3$  высока по сравнению с материалами, такими как оптические полимеры, полупроводники группы  $\text{A}^{\text{III}}\text{B}^{\text{V}}$ , а также общие элементы конструкции СВЧ модуляторов – подложки из оксида алюминия. Но она ниже по отношению к некоторым электрооптическим материалам, таким как ниобаты бария-стронция. Для модуляторов СВЧ важным параметром является тангенс угла диэлектрических потерь, измеренная величина которого для  $\text{LiNbO}_3$  достаточно мала.

Рассмотрим несколько альтернативных (интерферометру Маха-Цендера) конструкций модуляторов, дающих представление о многообразии возможных структур. Модулятор, использующий режим насыщения для переключения характеристики рассмотрен в [2] и приведен на рис. 1. Здесь два входных волновода имеющих различные постоянные распространения. Этот модулятор является адиабатической структурой, т.е. никакое преобразование режима в нем не происходит. Электроды расположены вокруг выходного волновода так, чтобы управлять асимметрично, зависящими от напряжения постоянными распространения. При отсутствии приложенного напряжения, оба выходных волновода имеют одинаковые постоянные распространения  $\beta_0$ , а при наличии напряжения они изменяются, принимая соответственно значения  $\beta_0 + \Delta(V)$  и  $\beta_0 - \Delta(V)$ .

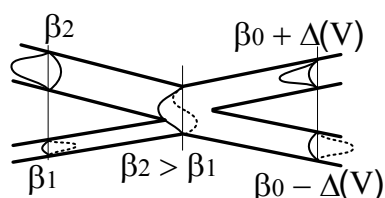


Рис. 1. Модулятор, использующий режим насыщения

Вторым примером альтернативной конструкции модулятора является вариант, в котором используется полное внутреннее отражение (TIR). Типичная конструкция в этом случае схематично приведена на рис. 2 и лучший из экспериментальных результатов на  $\text{LiNbO}_3$  представлен в работе [2].

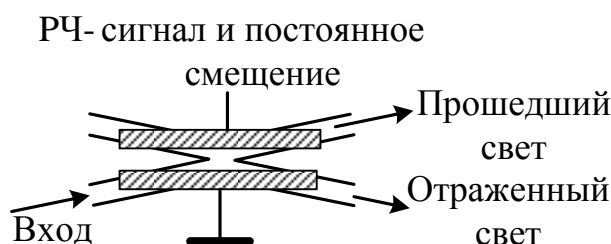


Рис. 2. Модулятор полного внутреннего отражения (TIR)

Первоначальная идея этого переключателя была проста: приложенное поле в зазоре электродов изменяет показатель преломления, который создает режим полного внутреннего отражения света. Когда напряжение приложено, свет будет отражаться от области низкого показателя преломления, и на выходе мощность будет снижаться. Основная проблема этого простого устройства состоит в том, что требуется многомодовый ОВ с точно контролируемыми модами, в противном случае, когда применяется одномодовое ОВ, эффект преобразования происходит за счет межмодовой интерференции, и имеет низкую эффективность [4].

Пороговый модулятор (рис. 3), отличается от вышерассмотренных тем, что в нём управление осуществляется внешним прикладываемым ЭП, снижающим показатель преломления и изменяющим интенсивность проходящего светового потока. Структуры могут формироваться как на  $\text{LiNbO}_3$  [2], так и других материалах.

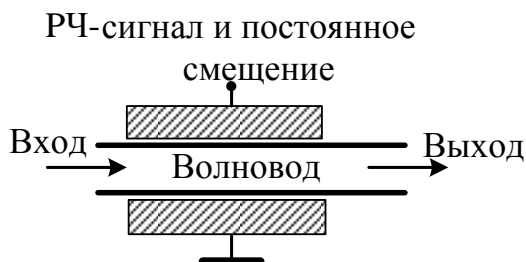


Рис. 3. Пороговый модулятор

Для функционирования такого модулятора требуются материалы для основной моды волновода и основания со значительной разностью индексов показателя преломления, что обеспечит высокий электрооптический эффект. Такое устройство требует для работы, значительно большего напряжения смещения и СВЧ сигнала, прикладываемого между СВЧ входом и землей и должен обеспечивать функционирование сегнетоэлектрика вблизи порога отсечки.

Известен прибор, аналогичный по структуре рис. 3, который работает за счет механической деформации световода [2].

Существуют и другие подходы к созданию пороговых модуляторов. Два варианта схемных конструкций для волноводов и электродных структур представлены на рис. 4. Здесь показаны пары волноводов и их конструктивная реализация, как для модулятора Маха-Цендера, так и для случая направленного ответвителя, но такая структура может использоваться и как одиночный волновод. На рис. 4,а приведено "x-сечение" структуры модулятора, где само устройство перпендикулярно к поверхности кристалла по оси  $x$ . На рис. 4,б дано "z-сечение" структуры модулятора. Буферный слой – материал обычно  $\text{SiO}_2$ , который имеет более низкий показатель преломления, чем  $\text{LiNbO}_3$ . Металлические сигнальные и заземляющие электроды располагаются над оптическими волноводами, сформированными диффузией титана в  $\text{LiNbO}_3$ .

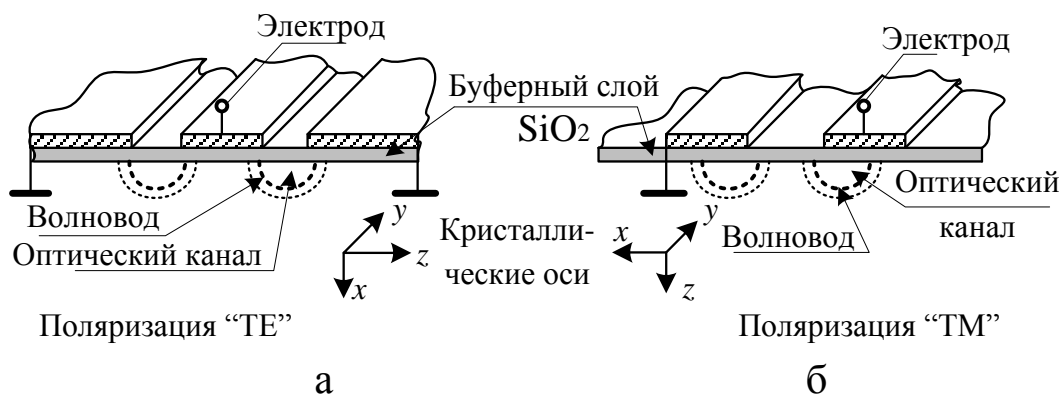


Рис. 4. Поперечное сечение волноводящих структур на  $\text{LiNbO}_3$ :

(а)  $x$ - и (б)  $z$ -сечения

В обоих  $x$ - и  $z$ -сечениях оптическая поляризация направлена вдоль  $z$ -оси рисунка электродов и размещение компонент приложения ЭП должно тоже подбираются точно вдоль этой оси. Термины "TE" и "TM" здесь иногда используются для представления относительной поляризации для поверхностных мод в канальных волноводах, поскольку поля в них имеют свойства подобные TE и TM-

волнам; но в нашем случае это некоторая условность и не должна интерпретироваться в буквальном смысле.

Одними из первых устройств электрооптических модуляторов были устройства бегущей волны [5], выполненные на основе простейших структур с ленточными электродами на  $\text{LiNbO}_3$  [6,7].

Предполагая, что структура электродов и сопротивление электрического источника согласованы и микроволновые потери незначительны, распределение гармонического радиосигнала  $V_{\text{рч}}$  вдоль модулятора (рис. 5) в пределах активной области ( $0 \leq z \leq L$ ), в которую поступают фотоны при ( $z = 0$ ) и  $t = t_0$ , можно записать в виде

$$V_{\text{рч}}(z, t) = V_0 \sin 2\pi f(z \delta n_m / c - t), \quad (1)$$

где  $n_m = \sqrt{\epsilon_m}$  – СВЧ эффективный показатель плотности подложки,  $f$  – частота СВЧ,  $\delta$  определяется как  $\delta = 1 - n_0/n_m = \Delta n_0/n_m$ ,  $c$  – скорость света,  $n_0$  – эффективный показатель плотности волновода, управляющий оптической модой, и  $\Delta n_0 = n_m - n_0$  – индекс рассогласования.

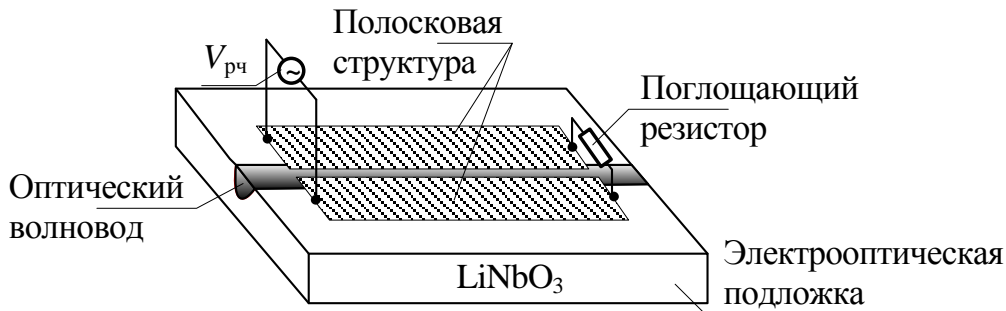


Рис. 5. Базовая структура ленточных электродов модулятора бегущей волны

Локальное изменение фазы волнового вектора световой волны, индуцированной микроволновым напряжением за счет электрооптического эффекта имеет вид

$$\Delta\beta(z) = \Delta\beta_0 \sin 2\pi f(z \delta n_m / c - t_0), \quad (2)$$

где  $\Delta\beta_0 = -\pi n_0^3 r \Gamma_{\text{eo}} V_0 / \lambda W$ ,  $\lambda$  – длина оптической волны в свободном пространстве,  $r$  – электрооптический коэффициент,  $W$  – расстояние между электродами,  $\Gamma_{\text{eo}}$  – интеграл оптико-электрического перекрытия.

Возможность согласования скоростей здесь обосновывается следующим образом.

Для достижения  $n_0 = n_m$ , оптическая волна в волноводе должна двигаться с той же скоростью, что и СВЧ-сигнал в электродах, так

чтобы оптическая волна воспринимала одно и то же напряжение по всей длине электрода. В этом случае интегральная величина  $\Delta\beta(z)$  будет пропорциональна  $L$ . Таким образом, для системы с электродами без потерь, управляющее напряжение может быть уменьшено за счет увеличения  $L$  без ограничений по частоте.

В квазистатическом приближении для диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{re}$ , определяющей эффективную плотность микроволнового показателя преломления  $n_m$ , можно записать

$$\sqrt{\epsilon_{re}} = n_m = [(\epsilon_r + 1)/2]^{0,5}, \quad (3)$$

где  $\epsilon_{re}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость, которая определяется средним значением диэлектрической проницаемостью окружающих материалов ( $\text{LiNbO}_3$  и воздух). Величина  $\epsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость  $\text{LiNbO}_3$ , которая определяется как  $(\epsilon_x \cdot \epsilon_z)^{0,5}$ , где  $\epsilon_x$  и  $\epsilon_z$  относительные диэлектрические проницаемости для обыкновенной и необыкновенной осей (см. таблицу). При  $\epsilon_x = 43$  и  $\epsilon_z = 28$ , получим  $\epsilon_r = 35$  и  $n_m = 4,225$ . Величина  $n_0 = 2,15$  при 1,3 мкм и 2,14 мкм при 1,55, что дает  $\delta = 0,5$ . Таким образом, микроволновый режим примерно в 2 раза медленнее, чем оптический. Этот результат действителен для тонких электродов без буферного слоя и не зависит от параметров электродов.

Были предложены несколько вариантов искусственного согласования скоростей, один из которых – периодическое обращения фазы, что достигалось путем смещения электрода в боковом направлении по длине взаимодействия  $L$ . Однако это приводило к увеличению  $V_\pi$  и сужению частотного диапазона. Другим решением проблемы согласования скоростей ( $n_m = n_0$ ) в модуляторе на  $\text{LiNbO}_3$  было введение буферного слоя из  $\text{SiO}_2$  поверх  $\text{LiNbO}_3$  толщиной  $t_b$  и выполнение электродов значительной толщины  $t_g$ .

Влияние этого слоя понятно, если учесть, что значения характеристического импеданса  $Z$  и фазовая постоянная  $\beta$  зависят от емкостей и определяются соответственно как

$$Z = 1/[c (C C_a)^{1/2}], \quad \beta = \beta_0 (C/C_a)^{1/2}, \quad (4)$$

где  $C_a$  – емкость на единицу длины структуры электрода с диэлектриками ( $\text{LiNbO}_3$  и  $\text{SiO}_2$ ), замещенными воздухом, а  $C$  – емкость на единицу длина с учетом диэлектриков. Скорость волн в свободном



пространстве  $\beta_0 = \omega/c$  и эффективный микроволновый показатель плотности определится следующим образом

$$n_m = \beta/\beta_0 = (C/C_a)^{1/2}, \quad (5)$$

т.е. показатель плотности  $n_m$  может быть снижен, путем уменьшения величины  $C$  или увеличения  $C_a$ . Увеличение толщины буферного слоя уменьшает  $C$ , но увеличивает рассеянное поле, выходящее из  $\text{LiNbO}_3$  в буферный слой, имеющий более низкую диэлектрическую проницаемость. Увеличение толщины электрода увеличивает  $C_a$ , переносит большую часть поля из буферного слоя в воздух, эффективно увеличивая площадь воздушного конденсатора, образованного между кромками электродов. Кроме того,  $C$  и  $C_a$  существенно зависят от ширины электродов и относительной ширины щели.

Увеличение буферного слоя дает двойное увеличение полосы пропускания и улучшение согласования скоростей при более толстых электродах (увеличение  $t_g$  от 2 до 16 мкм). С другой стороны, когда  $t_g$  возрастает за пределы  $\sim 4$  мкм, величина  $Z$ , за счет введения согласования, в целом колеблется в довольно узком диапазоне (около 40 – 50 Ом). При этом произведение напряжения на длину  $V_\pi L$  почти не зависит от  $t_g$  и определяется, в основном, величиной  $t_b$ , и резко возрастает при увеличении  $t_b$  от 0,2 до 2,5 мкм. Однако увеличение  $t_b$  приводит к увеличению  $V_\pi L$ , так как эффективное напряжение между полосковыми линиями снижается.

Для рассматриваемого устройства оставался вопрос полного согласования сопротивлений, что в то время не превышало 35 до 40 Ом, для случая оптимального согласования скоростей. Хотя увеличение толщины слоя буфера более чем до 2 мкм в устройствах с согласованными скоростями теоретически может создавать полное сопротивление вблизи 50 Ом, этот вариант приводит к существенному увеличению  $V_\pi$ . Эта проблема была, в конечном итоге, преодолена путем введения гребенчатой подложки  $\text{LiNbO}_3$ , на основании чего стало возможным получить требуемое полное сопротивление, без существенного увеличения толщины буферного слоя.

На рис. 6 показано поперечное сечение структуры электродов интерферометра Маха-Цендера с гребенчатой структурой, полученной путем травления. Поскольку  $\text{LiNbO}_3$  заменяется материалом с более низкой диэлектрической проницаемостью (воздухом и  $\text{SiO}_2$ ), емкость структуры уменьшается, что, в свою очередь, увеличивает  $Z$ . Повышение потерь и искажение оптической моды здесь

невелики, так как ширина центральной, нетравленной части всего на 1 – 2 мкм шире полосы, не подвергнутой диффузии Ti.

Следует отметить, что по мере роста щели  $W$  величина потерь проводников  $\alpha_0$  уменьшается. Требуемое значение  $t_g$  линейно возрастает с увеличением  $W$ , в то время как значение  $t_b$  остается практически неизменным в диапазоне от 3 до 4 мкм.

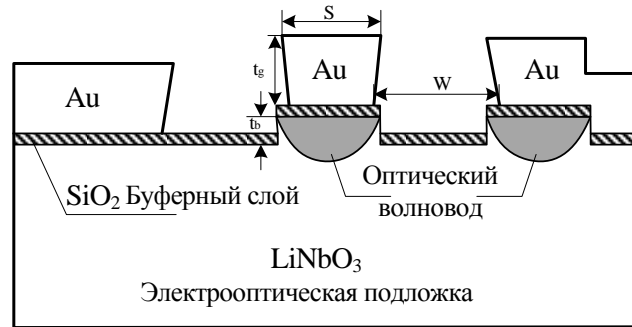


Рис. 6. Поперечное сечение гребенчатой структуры модулятора  $\text{LiNbO}_3$ , сформированной путем травления [9]

Можно показать [9], что увеличение  $W$  более 15 мкм приводит к увеличению  $V_\pi L$ , хотя это влияние мало по сравнению со снижением потерь и дополнительным улучшением согласования импедансов. При этом вклад несогласованности импеданса может быть легко отделен от вклада потерь, но здесь будем принимать  $\Gamma = 0$ . Получение 3 дБ пропускной способности для оптического сигнала соответствует условию

$$\alpha_0 L \sqrt{f} = 0,74, \quad \text{при этом } V_\pi(f) = \sqrt{2} V_\pi(\text{dc}).$$

Если допустить эффект несогласованности с 45 Ом сопротивлением, это даст 0,5 дБ [9]. Оставшийся резерв в активной области составляет 2,5 дБ, при значениях  $\alpha_0 L \sqrt{f} = 0,6$  и  $\alpha_0 = 0,028 (\text{ГГц}^{1/2} \text{см})^{-1}$ . Последнее требует величины  $W \approx 34$  мкм ( $t_g \approx 25$  мкм), и будет давать  $V_\pi L = 9,1 \text{ В} \cdot \text{см}$ ,  $V_\pi(\text{dc}) = 1,9 \text{ В}$  и  $V_\pi = 2,7 \text{ В}$  (на 20 ГГц). Таким образом, небольшое рассогласование импедансов незначительно повышает  $V_\pi(f)$  при условии, что  $W$  и  $t_g$  корректируются для поддержания фазировки. Однако на практике, регулировка  $t_g$  для достижения этой цели может оказаться весьма сложной задачей.

Оптические волноводы в рассмотренных выше конструкциях модуляторов изготавливаются, как правило, одним из двух способов [2]. Методом диффузии титана, при котором наносится слой металлического титана полосой в несколько микрометров в ширину и несколько сотен ангстрем толщиной, вдоль волновода, и затем

производят его диффузию в подложку при высокой температуре (порядка 1050 °C) в течение нескольких часов. Метод протонного обмена (APE), при котором осуществляется обмен большинства ионов лития в очень тонком поверхностном слое на ионы водорода в бензойной кислоте, обычно в горячей ванне, а затем осуществляется отжиг устройства (в течение нескольких часов при температуре 350 °C) для перераспределения ионов водорода на более глубокие слои.

Оба метода позволяют создавать волноводы с потерями порядка 0,1 дБ/см при длине оптической волны от 1,3 до 1,5 мкм, хотя титановая технология позволяет получить немного меньшие потери. Основное отличие заключается в поляризации: APE волноводы работают только с одним типом поляризации (свет, поляризованный вдоль  $z$ -оси), в то время как диффузионно-титановые волноводы, способны обеспечивать обе поляризации. Это свойство APE волноводов определяет их преимущественное использование в аналоговых модуляторах, которые требуют очень высокого качества сигнала. Но с другой стороны, такие волноводы более склонны к дрейфу в оптической точке смещения при приложенном постоянном напряжении смещения, чем диффузионно-титановые волноводы, т.е. последние более предпочтительны для систем, где требуется высокая стабильность [2].

**Модуляторы на эффекте электропоглощения.** Модуляторы электропоглощения являются одними из наиболее изученных модуляторов в настоящее время, получивших коммерческое использование [3]. Их следует рассматривать вместе с модуляторами Маха-Цендера, которые работают за счет прикладываемого напряжения, изменяющего оптическое поглощение полупроводника.

Эффект электропоглощения определяется специфическими свойствами лишь кристаллических полупроводников и объясняется изменением показателя преломления (это квадратичный электрооптический эффект, в отличие от линейного электрооптического эффекта). Анализ полупроводниковых модуляторов, функционирующих при длине волны вблизи ширины запрещенной зоны, может быть описан как эффектом поглощения, так и изменением показателя преломления [3, 10].

Чувствительность таких модуляторов не может быть улучшена простым изменением его длины, как это имело место для модуляторов на основе изменения показателя преломления, т.к. эффект

электропоглощения проявляется достаточно сильно в устройствах длиной в несколько сотен микрометров, демонстрируя напряжения переключения чуть больше вольта для полосы пропускания более 25 ГГц [11].

**Модуляторы электропоглощения на эффекте многофотонных квантовых ям.** Выполнение модуляторов на основе многофотонных квантовых ям (MQW) на эффекте электропоглощения (ЕА) может быть наилучшим образом оценено с точки зрения микроволновых (СВЧ) каналов фотонной связи.

Электропоглощающие полупроводниковые модуляторы осуществляют СВЧ модуляцию интенсивности оптической несущей, которая определяется эффектом Франца-Келдыша или квантовым эффектом Штарка (QCSE) в многоквантовых ямах гетероструктур. Отметим, что модуляторы на эффекте Франца-Келдыша [2, 12, 13], как правило, имеют более низкую эффективность модуляции и выше порог насыщения оптической мощности.

Основными преимуществами модуляторов MQW ЕА в СВЧ фотонных системах являются их малые размеры, высокая РЧ эффективность преобразования (особенно на КВЧ и миллиметровых волнах), а также пригодность их для интегрирования в фотонные и оптоэлектронные устройства. ЕА модуляторы, как правило, имеют длину менее 1 мм, в то время как длины  $\text{LiNbO}_3$  модуляторов обычно составляют сантиметры.

Электроабсорбционный модулятор MQW обычно состоит из многомодового волновода, содержащего структуры многомодовых квантовых ям, как показано на рис. 7.

На входе многомодовый волновод соединен с одномодовым волокном, который соединен с лазером. Это может быть фотонный интегрированный лазер. Входной порт возбуждается только в режиме фундаментальной моды многомодового волновода. На выходе волновод соединен с другим одномодовым волокном. Излучение будет распространяться от входа к выходу на расстоянии порядка миллиметра в таком режиме практически без потерь (при дифракции в режиме преобразования) [2].

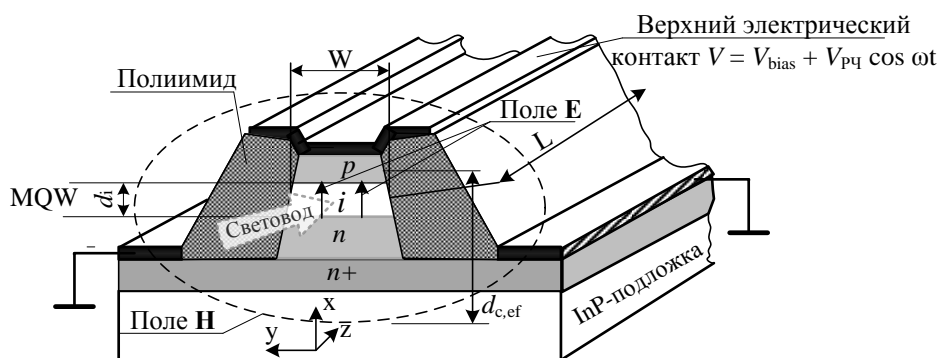


Рис. 7. Иллюстрация базовой структуры электроабсорбционного модулятора бегущей волны на InAsP/GaInP длиной  $L = 500$  мкм на квантовых ямах

Электрически, в представлении сосредоточенных элементов схемы, модулятор представляет собой обратно смещенный  $p-i-n$ -диод [9]. Приложенное к волноводу постоянное напряжение  $V$  создает ЭП в нелегированном слое MQW в направлении  $x$ ,  $E \cong V/d_i$ . В этом случае собственным потенциалом  $V_{\text{bias}}$   $p-n$ -перехода можно пренебречь по сравнению с достаточно большим  $V$ .

На рис. 8 показаны типичные экситонные спектры ЕА (т.е. как изменяется при различных напряжениях коэффициент поглощения  $\alpha$  в функции от длины волны).

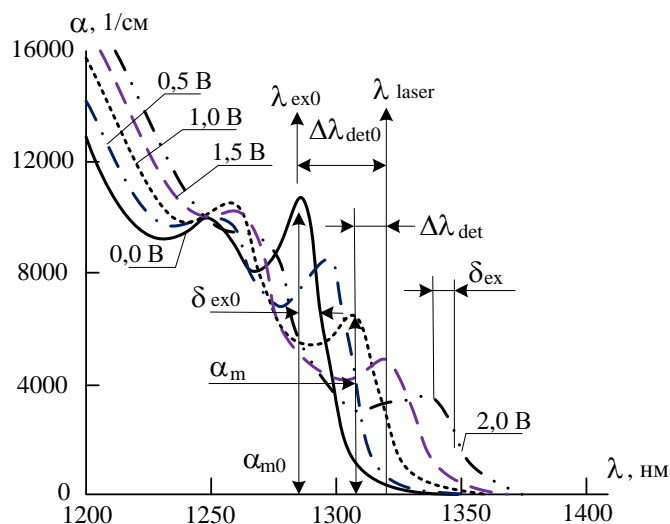


Рис. 8. Типичные для низких частот ( $> 1$  ГГц) экситонные спектры ЕА

Значение  $\alpha$  как функция от  $\lambda$  кривой, при  $V = 0$  ясно показывает значительный рост экситонного пика поглощения при  $\lambda_{\text{ex0}}$ . При этом лазерное излучение  $\lambda_{\text{laser}}$  отстраивается относительно  $\lambda_{\text{ex0}}$  на величину  $\Delta\lambda_{\text{det0}}$  в сторону более длинных волн. Обратное снижение  $\alpha$  от  $\lambda_{\text{laser}}$  значительно больше, чем при отстройке  $\lambda_{\text{ex0}}$  и вызваны во первых дырочным экситонным поглощением при длине волны

$\lambda \sim 1250$  нм и во вторых продолжающимся поглощением в запрещенной зоне. Данные, показанные на рисунке получены на InAsP/GaInP структуре MQW, выращенной эпитаксиально на подложке InP.

При увеличении частоты коэффициенты абсорбции  $\alpha$  характеризуются тремя характерными изменениями кривых поглощения [2]:

а) Экситонный пик смещается в сторону большей длины волны. Это известно как красный сдвиг QCSE. Отстройка длины волны лазера от экситонного пика теперь  $\Delta\lambda_{\text{det}}$  (т.е.  $\lambda_{\text{laser}} - \lambda_{\text{ex}}$ ),  $\Delta\lambda_{\text{det}}$  и меньше чем  $\lambda_{\text{det0}}$ .

б) Поглощение в максимуме меньше экситонных, т.е.  $\alpha_m < \alpha_{\text{mo}}$ . Ширина линии экситонного поглощением расширяется, т.е.  $\delta_{\text{ex}} > \delta_{\text{ex0}}$ . Конечным результатом является то, что поглощение при  $\lambda_{\text{laser}}$  возрастает, когда  $\Delta\lambda_{\text{det}} > 0$ . Когда  $\Delta\lambda_{\text{det}} < 0$ , то поглощение может уменьшаться для  $V > 1,5$  В.

в) Энергия фотона  $E$  связана с его длиной волны как  $E = h\nu = hc/\lambda$ . Отстройка длина волны  $\Delta\lambda_{\text{det}}$  лазера связана с отстройкой энергии,  $\Delta d_{\text{et}}$ , от энергии лазерного фотона (от энергии фотонов на экситонном пике) как

$$\Delta d_{\text{et}} = -(hc/\lambda)^2 \Delta\lambda_{\text{det}} = hc (1/\lambda_{\text{ex}} - 1/\lambda_{\text{laser}}). \quad (6)$$

Типичная структура электроабсорбционного модулятора, представленного на рис. 7, реализует многомодовый режим волновода, распространяющийся в направлении  $z$ . Область квантовых MQW ям является единственной нелегированной областью. Другие полупроводниковые слои легированы донорами либо акцепторами, а  $V_{\text{bias}}$  – приложенное постоянное напряжение смещения. Постоянный ток смещения образован ЭП смещения  $E_{\text{C}}|_{\text{bias}}$  и наложенным СВЧ ЭП  $E_{\text{C,рч}}$ , приложенным к слоям MQW в направлении оси  $x$  совместно с  $E_{\text{C}}|_{\text{bias}} \cong V_{\text{C}}|_{\text{bias}}/d_i = E_{\text{C}}|_{\text{bias}} \approx V_{\text{bias}}/d_i$ . Здесь индекс  $c$  обозначает количество пересечений по всей  $i$  области.  $V_{\text{рч}}$  это напряжение на выходе источника РЧ.  $V_{\text{RF}}$  и  $V_{\text{C,рф}}$  определяются из анализа схемы. В большинстве ссылок принято, что  $E_{\text{C,рч}} \approx V_{\text{C,рч}}/d_i$ . Однако, при более точном анализе,  $E_{\text{C,рч}}$  не просто пропорциональна  $V_{\text{C,рч}}$ , а составляет величину  $V_{\text{C,рч}}/d_{i,\text{eff}}$ . Коэффициент пропорциональности,  $d_{i,\text{eff}}$ , получается из СВЧ-анализа ЭП  $E_{\text{C,рч}}$  как результат действия  $V_{\text{C,рч}}$ , приложенного к электродам. Величина  $d_{i,\text{eff}}$  при этом является функцией  $x$  и  $y$ . На низких частотах,  $d_{i,\text{eff}} \cong d_i = \text{const}$ . Следует отметить, что, в более общем случае, который здесь не обсуж-

дается, внутренняя электрическая область может быть толще, чем MQW слой.

Интенсивность моды, распространяющейся вперед, вдоль многомодового волновода может быть описана как

$$I(t) = I_0 e^{-\alpha_{\text{eff}} z}, \quad (7)$$

где  $\alpha_{\text{eff}}(E, \lambda) = \alpha_0 + [\Gamma \alpha|_{\text{bias}}(E|_{\text{bias}}, \lambda)] + \Gamma \Delta \alpha(E_{\text{C,RF}} \cos \omega t, \lambda)$ .

Здесь  $\alpha_{\text{eff}}$  является эффективной постоянной затухания интенсивности волноводной (WG) моды, а  $I_0$  – мощность WG моды при  $z = 0$ . Коэффициент затухания оптической WG моды  $\alpha_0$ , при  $V_{\text{bias}} = V_{\text{PЧ}} = 0$  является результатом всех механизмов потерь, таких как остаточное поглощение, рассеяние, дифракция, а угловая частота РЧ  $\omega = 2\pi f$ . С физической точки зрения, значительное поглощение существует только в квантовом слое.

Барьерные слои являются прозрачными, так как они велики по сравнению зоной MQW. Здесь  $\alpha|_{\text{bias}}$  представляет собой увеличение усредненного коэффициента поглощения (в среднем общее  $\alpha$  всех слоев на протяжении многих толщин MQW в области  $i$  слоя) из-за смещения электрического поля  $E|_{\text{bias}}$ . Этот коэффициент, зависящий от поглощения с учетом смещения  $\alpha|_{\text{bias}}$ , равен нулю, при  $V|_{\text{bias}} = 0$ .  $\Delta \alpha(T)$  является усредненным мгновенным изменением  $\alpha$  за счет РЧ электрического поля ( $E_{\text{C,РЧ}} \cos \omega t$ ). Она имеет плоскую частотную зависимость от постоянного тока до длин волн миллиметрового диапазона, и сопровождает изменение мгновенного ЭП СВЧ [2].

Оптический коэффициент заполнения  $\Gamma$  – это доля мощности WG моды во внутреннем слое MQW [2],

$$\Gamma = \iint_{MQW} |E_{WG}|^2 dx dy / \iint_{WG} |E_{WG}|^2 dx dy = d_i / d_{\text{eff}}, \quad (8)$$

где  $E_{WG}$  является электрическим полем оптической моды;  $\Gamma$  не зависит от  $z$ . Для структура MQW, показанной на рис. 7,  $d_{\text{eff}}$  примерно равна размеру оптической моды режима WG в направлении  $x$ .

Короче говоря, когда  $\alpha_{\text{eff}}$  не зависит от  $z$ , передача оптического излучения после распространения его на расстояние  $L$  вдоль  $z$ , включает полную  $\eta_{\text{ff}}$  эффективность, связанную с параметрами волнока и лазера, как при  $z = 0$ , так и при  $z = L$ , будет равна [2]

$$I(z = L)/I_0 = T(V_{\text{PЧ}} \cos \omega t, \lambda) = \eta_{\text{ff}} e^{-\alpha_0 L} \eta = \eta_{\text{ins}} \eta, \\ \eta = e^{-\Gamma \alpha(F|_{\text{bias}}, \lambda) L} \cdot e^{-\Gamma \Delta \alpha(F_{\text{C,РЧ}} \cos \omega t) L}. \quad (9)$$

Когда время распространения световой волны сравнимо с периодом СВЧ-сигнала,  $\alpha_{\text{eff}}$  будет функцией от  $z$ . Это эквивалентно выражению (9) для случая, когда приняты в расчет времена распространения СВЧ и оптической волны.

Пренебрежем эффектом отражения  $\alpha|_{\text{bias}}$ , как внутри WG, так и на обоих концах модулятора и обозначим соответственно эффективности оптического волокна и модулятора величинами  $\eta_{\text{ins}}$  и  $\eta_{\text{ff}}e^{-\alpha_0 L}$ . При этом они определяются как отношение выходной оптической мощности к входной при  $V = 0$ , а вносимые потери это  $10\log_{10}\eta_{\text{ins}}$ . Отмечаем, что вносимая эффективность (или вносимые потери) не зависят от  $E|_{\text{bias}}$  и  $E_{\text{C,PC}}$ .

Для того чтобы максимизировать  $\Delta\alpha$  для данного  $E_{\text{C,PC}}$ , конструкция MQW структуры требует детального рассмотрения. Структурная организация этих областей определяется технологическими особенностями их эпитаксиального выращивания. Кроме того, для получения максимального значения  $dT/dV_{\text{PC}}$  для РЧ-сигнала, должны быть обеспечены дополнительные параметры устройства (например, индекс и толщины сердцевины волновода, длина и ширина волновода) и напряжение смещения, которое будет обеспечивать максимум  $E_{\text{C,PC}}$  и  $d\eta/dE_{\text{C,PC}}$ . Определяющее значение имеет выбор величин  $\eta_{\text{ins}}$ ,  $\alpha|_{\text{bias}}$ ,  $\Gamma$ ,  $d_{i,\text{eff}}$  и  $L$ . Например, согласование WG и режимов волокна очень важно для получения высокой  $\eta_{\text{ff}}$ . Хорошая конструкция и технология изготовления электродов,  $p-i-n$ -структуры и контактов имеют важное значение для получения малого  $d_{i,\text{eff}}$ , низкого последовательного сопротивления и низких паразитных емкостей. Для того чтобы получить большой  $V_{\text{C,PC}}$  в пределах данной ширины полосы для данной входной СВЧ мощности, требуется как соответствующая конструкция так и структура построения и схема модулятора (в дополнение к параметрам устройства).

На рис. 9 показана измеренная на постоянном токе нормализованная передача (максимального значения  $dT/dV_{\text{PC}}$  для РЧ-сигнала), т.е. получение максимального  $\eta = T(V/d_i, \lambda)/T(0, \lambda)$ , в зависимости от приложенного  $V$  на нескольких длинах волн для типичного модулятора [14].



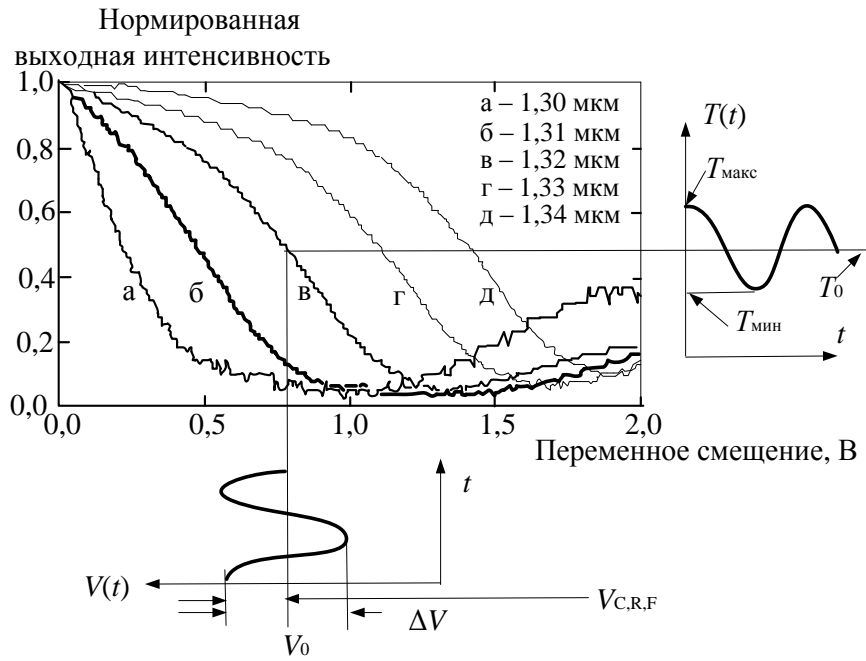


Рис. 9. Измеренные передаточные характеристики оптического ЕА модулятора MQW на InAsP/GaInP для ТЕ поляризации

Ясно, что  $\eta$  не является линейной функцией от  $V$ . Общий вид  $V$  как функции времени,  $V = V_{\text{bias}} + V_{\text{pч}} \cos \omega t$ , показан на вставке ниже оси  $V$ . Величина  $T$  для  $\lambda_1 = 1,32$  мкм будет иметь время отклика, приведенное на вставке с правой стороны рис. 9. Модулятор имеет в ширину 3 мкм и длиной 185 мкм. На вставках показаны: снизу мгновенное значение входного напряжения и слева  $I/I_0 = T(t)$ .

Вблизи точки смещения (см. рис. 9) для величины  $V_{\text{RFCOS}}\omega t$  компоненты в первом порядке приближения можно записать

$$I_0 \Delta T = I_0 T(0, \lambda) \Delta \eta = I_0 \eta_{\text{ff}} e^{-\alpha_0 L} \Delta \eta = I_0 \eta_{\text{ins}} \cdot (\partial \eta / \partial V)|_{\text{bias}} \Delta V. \quad (10)$$

При этом величина крутизны эффективности определяется как  $\Delta T / \Delta V$  (т.е.  $\eta_{\text{ins}} \cdot \Delta \eta / \Delta V|_{\text{bias}}$ ).

Из уравнения (5) следует  $\Delta V = 2V_{\text{pч}}$ . С другой стороны, из-за кривизны  $\eta$  относительно  $V$  здесь будут формироваться и выходные сигналы с частотными компонентами  $n\omega t$ , т.е. гармоники основного сигнала – искажения. Чем больше величина  $\Delta V$ , тем больше будет таких составляющих искажения.

В широком диапазоне частот время распространения для оптической волны через длину модулятора значительно меньше, чем период СВЧ-сигнала. В этом случае,  $\eta$  и гармонические искажения не зависят от  $\omega$ . Тем не менее,  $V_{\text{C,pч}}$  зависит от частоты. На частотах  $\omega$  значительно превышающее транзитное время, необходимое для распространения оптической волны через длину модулятора вели-

чина  $\eta$  становится сравнимой с периодом СВЧ-сигнала, поэтому  $\eta$  и искажения также будут зависеть от частоты.

Известно, что широкополосность  $p-i-n$  – модулятора ограничивается постоянной  $RC$  и временем пролета оптического излучения через модулятор. Снижение  $C$  дает значительное её расширение. Вместе с тем, согласно [15], когда  $d_{i,eff} \approx d_i$

$$\begin{aligned} \Delta T / \Delta V|_{opt} &= \eta_{ins} (V_{C,RF} / V_{RF}) (d\eta / dV_{C,RF})|_{opt}, \\ d\eta / dV_{C,RF}|_{opt} &= \sqrt{C / \varepsilon W d_{eff}} e^{-0,5} Q_m / \sqrt{2}, \quad Q_m = (d\alpha / dF) / \sqrt{2}|_{bias} \end{aligned} \quad (11)$$

и приводит к снижению  $\Delta T / \Delta V|_{opt}$ .

При достаточно длительном распространении через прибор РЧ сигнал с частотой  $\nu$  будет изменяться, что ограничивает частоту модуляции, но эффективное время переноса будет пригодным и в мм диапазоне длин волн.

В модуляторе бегущей волны (рис. 10), электроды модулятора работают как микроволновая линия передачи, параллельно с оптическим волноводом. В основном, такие модуляторы имеют длину не более 1 мм, и здесь свойства постоянства входного импеданса более важны для достижения ширины полосы, значительно большей, чем возможности модуляторов бегущей волны.

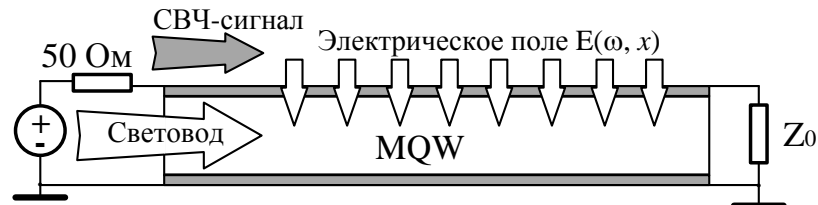


Рис. 10. Принцип работы модулятора бегущей волны

ЭП СВЧ, распространяющиеся в положительном направлении в  $i$ -слое, может быть описано выражением

$$E_{C,RF}^0 e^{-(\alpha_{RF} z / 2)} [e^{j(\nu - \beta_{RF} z)} + \text{комплексно сопряженная величина}].$$

Здесь  $\alpha_{RF}$  действительный коэффициент затухания микроволн,  $\beta_{RF} = (\varepsilon_m / \varepsilon_0)^{0,5} \omega / c = n_m \omega / c$ ,  $c$  – скорость света в вакууме,  $\varepsilon_m / \varepsilon_0$  – эффективная диэлектрическая проницаемость для СВЧ волны в линии передачи. При  $z = L$ , интенсивность оптической волны, распространяющейся со скоростью  $c / n_{eff}$  от  $z = 0$  до  $z = L$ , равна

$$I|_{z=L}/I_0 = \eta_{\text{ins}} e^{-\Gamma \alpha_{\text{bias}} L} e^{-\Gamma \int_0^L \Delta \alpha(\Delta F) dz} = \eta_{\text{ins}} e^{-\Gamma \alpha_{\text{bias}} L} e^{-\Gamma \Delta \alpha_{\text{eff}} L},$$

$$\Delta \alpha_{\text{eff}}(\Delta F) = 1/L \int_0^L \Delta \alpha_{\text{eff}}(\Delta F) dz, \quad \Delta F = F_{\text{C,RF}}^0 \cos(\omega t - \delta z) e^{-(\alpha_{\text{RF}}/2)z}, \quad (12)$$

$$\delta = (n_m - n_{\text{eff}})\omega/c. \quad (13)$$

Как показано ранее  $F_{\text{C,RF}}^0 = V_{\text{C,RF}}^0/d_{i,\text{eff}}$ . При аппроксимации первого порядка, интенсивность модуляции оптического излучения для  $A \cos \omega t$  будет

$$I_{\omega(z=L)} = -I_0 \left\{ \Gamma \eta_{\text{ins}} e^{-\Gamma \alpha_{\text{bias}} L} \left( \partial \Delta \alpha_{\text{eff}} L / \partial V_{\text{C,RF}}^0 \right)_{\text{bias}} V_{\text{C,RF}}^0 \cdot A \cos(\omega t - \phi) \right\},$$

$$A \cos(\omega t - \phi) = 1/L \int_0^L \cos(\omega t - \delta z) e^{-(\alpha_{\text{RF}}/2)z} dz. \quad (14)$$

Последние выражения после интегрирования дают

$$A^2 = 1/L^2 \{ [1 + e^{-\alpha_{\text{RF}} L}] - 2 \cos \delta L \cdot e^{-\alpha_{\text{RF}} L/2} \} / [(0,5 \alpha_{\text{RF}})^2 + \delta^2],$$

$$\text{tg } \phi = \frac{-(\alpha_{\text{RF}}/2) \sin \delta L - \delta \cos \delta L e^{-\alpha_{\text{RF}} L/2} + \delta}{-(\alpha_{\text{RF}}/2) \cos \delta L - \delta \sin \delta L e^{-\alpha_{\text{RF}} L/2} + \alpha_{\text{RF}}/2}. \quad (15)$$

В результате получаем, что амплитуда  $I_\omega$  определяется как  $-I_0(\Delta T/\Delta V)|_{\omega \approx 0} V_{\text{C,RF}} A$ , и на низких частотах при малых  $\alpha_{\text{RF}}$ ,  $A = 1$  и  $\phi = 0$  отношение  $I_\omega/I_0$  совпадает с выражением (14), а на высоких,  $A < 1$ .

Анализ для микроволнового сигнала при его распространении вдоль линии, показывает, что компоненты ЭП идентичны микрополосковой линии, когда его магнитная составляющая распространяется в буферном слое подложки [16]. Следовательно, распространение микроволнового сигнала аналогично её распространению в линии, замедляющей волну с высокой микрополосковой емкостью и с высокой индуктивностью. При этом фазовая скорость микроволны и импеданс линии зависит от частоты.

Область  $p$ - $i$ - $n$ -диода содержит MQW и два активированных слоя пассивного волновода InGaAsP, толщиной 0,6 мкм. Центральный канал оптического волновода значительно шире ОВ для снижения потерь в электродах СВЧ. Слой волновода толщиной 0,3 мкм окружен электродами длиной 750 мкм. Контакты с микроволновыми электродами созданы на двух концах волновода.

При увеличении уровня активации проводящих слоев прибор ведет себя как модулятор с электродами, длиннее волновода, понижая частоту, что наблюдается при длине более 500 мкм. Что под-

тверждается экспериментально по снижению эффективности модуляции на частотах с полосой модуляции  $< 5$  ГГц [16].

Выражения (14), (15) показывают, что на низких частотах, модулятор бегущей волны оказывается эффективнее  $p-i-n$ -модулятора, по причине более высоких значений  $\alpha$ ,  $\delta\alpha/\delta F$ ,  $\Gamma$ ,  $L$ ,  $d_i$ , и  $d_{i,eff}$ . Поэтому здесь  $A \leq 1$  и эффективность модулятора бегущей волны также возрастает с ростом частоты.

Выбор конструктивных материалов структуры и электродов, т.е. микрополосковой линии передачи, производят с учетом наилучшего значения характеристического импеданса, минимального ослабления и высокой частотной эффективности СВЧ. Для сокращения электрической длины модулятора выравнивание фазовой скорости световой волны и ослабления в микроволновой линии передачи, не столь важны.

**Заключение.** Повышение эффективности преобразования и достижение уровня  $\approx 40$  дБ может достигаться следующими путями:

1. Достижение низкого значения  $\eta_{ins}$  прибора ( $\approx 20$  дБ).
2. Достижение наилучшего значения микроволнового импеданса ( $\approx 10$  дБ) за счет изменения толщины  $d_i$ . Эта величина  $d_i$  значительно больше, чем  $d_{Ci}$  для системы LC – порядка 500 мкм.
3. Ошибка в величине РЧ импеданса снижает эффективность источника, при отсутствии цепей согласования, до 10 дБ.

Наилучшие показатели конструкции микроволновой линии передачи и значения  $\eta_{ins}$  для достижения СВЧ эффективности до  $-35$  дБ в 50 ГГц полосе частот получено в ЕА модуляторе бегущей волны, использующем эффект Франца-Келдыша для объема полупроводникового материала. В такой конструкции используемой MQW ЕА модулятор бегущей волны РЧ имеет эффективность выше  $-35$  дБ и сходная широкополосность может ожидаться.

В завершении отметим, что при низкочастотном (менее 1 ГГц) применении, т.е. когда  $f_{3dB} < 20$  ГГц, они несомненно хуже чем  $p-i-n$ -модуляторы, но для  $f_{3dB} > 40$  ГГц, модуляторы бегущей волны значительно превосходят их. Отметим еще, что эффективное время переноса, т.е. согласование фазовых скоростей оптической и электрической волн не столь важны для  $L \leq 1$  мм и  $f > 40$  ГГц.

### Литература:

1. Зацепилов Н.И., Клименков А.С., Пивоваров И.И., Червяков Г.Г. Принципы и устройства модулирования оптического излучения для радиооптических АФАР. Часть 1. Модуляторы Маха-Цендера. Вопросы специальной радиоэлектроники, серия ОВР. Таганрог, ТНТИИС. Вып. 1. 2017. С.4-26.
2. Chang W.S.C. RF photonic technology in optical fiber links University of California, San Diego Cambridge university press (Gary E. Betts LiNbO<sub>3</sub> external modulators and their use in high performance analog links MIT Lincoln Laboratory, p. 81-165), 2002, p. 403.
3. Зайцев Д.Ф. Нанопотоника и ее применение. М.: «Актеон», 2014. 445с.
4. Neyer A. Operation mechanism of electrooptic multimode X-switches // IEEE J. Quantum Electron. QE-20, p. 999–1002, 1984.
5. Kaminow I.P., Liu J. Propagation characteristics of partially loaded twoconductor transmission line for broadband light modulators // Proc. IEEE J. Quantum Electron. 1963, vol. 51, p.132- 136.
6. Izutsu M., Yamane Y., Sueta T. Broadband traveling wave modulator using a LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide // IEEE J. Quantum Electron., 1977, QE-13, p.287-290.
7. Izutsu M., Itoh T., Sueta T. 10 GHz bandwidth traveling wave LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide modulator // IEEE J. Quantum Electron., 1978, QE-14, p.394-395.
8. Alferness R.C., Korotky S.K., Marcatili E.A.J. Velocity-matching techniques for integrated optic traveling wave switch/modulators // IEEE J. Quantum Electron. 1984, QE-20, p. 301-309.
9. Burns W.K. Prospects for low drive voltage LiNbO<sub>3</sub> modulators // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1997. p.759-761.
10. Kim Y., Lee H., Lee J., Han J., Oh T.W., Jeong J. Chirp characteristics of 10Gb/s electroabsorption modulator integrated DFB lasers // IEEE J. Quantum Electron. 2000, QE-8, p.900-907.
11. Zhang S.Z., Chiu Y.J., Abraham P., Bowers J.E. 25-GHz polarizationinsensitive electroabsorption modulators with traveling-wave electrodes // IEEE Photon. Technol. Lett. 11, 1999, p. 191-193.
12. Rolland C., Mak G., Prosyk K.L., Maritan C.M., Puertz N. High speed and low loss, bulk electroabsorption waveguide modulators at 1.3  $\mu\text{m}$  // IEEE Photon. Technol. Lett., 3, 1991. p.894.
13. Welstand R.B. High linearity modulation and detection of semiconductor electroabsorption waveguides, Ph. D. thesis, University of California San Diego, 1997.
14. Loi K.K.. Multiple-quantum-well waveguide modulators at 1.3  $\mu\text{m}$  wavelength for analog fiber-optic links, Ph. D. thesis, University of California San Diego, 1998.
15. Loi K.K., Mei X.B., Hodiak J. H., Tu C.W., Chang W.S.C. 38 GHz bandwidth 1.3  $\mu\text{m}$  MQW electroabsorption modulators for RF photonic links // IEEE Photon. Technol. Lett.10, 1998, p. 1018.
16. Liao H.H. Novel microwave structures for ultra high frequency operation of MQW electroabsorption waveguide modulators, Ph. D. thesis, University of California San Diego, 1997.

## ВЛИЯНИЕ АВТОСМЕЩЕНИЯ НА ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН УСИЛИТЕЛЕЙ НА РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

**Осадчий Е.Н.,**

доцент

eosadchiy@sfedu.ru

**Аннотация:** Рассматривается влияние автосмещения в резонансно-туннельном диоде (РТД) на динамический диапазон усилителей на данных диодах. Учитывая автосмещение, были выявлены два возможных вида амплитудных характеристик и границы их существования. Для этих двух типов амплитудных характеристик были получены выражения, определяющие динамический диапазон усилителя.

**Ключевые слова:** резонансно-туннельный диод, вольтамперная характеристика (ВАХ) диода, динамический диапазон, коэффициент усиления, степень регенерации, режим питания усилителя на РТД.

**Введение.** В работах [1, 2] рассмотрены вопросы нелинейных свойств усилителей на РТД однако без учета автосмещения, возникающего, как правило, в нелинейных режимах и способного значительно изменить условия работы РТД, когда сопротивление цепи питания приближается по значению к отрицательному сопротивлению диода. Таким образом представляет интерес рассмотреть влияние автосмещения в усилителях на РТД, чему и посвящена данная работа.

**Постановка задачи.** Если рассматривать усиление на резонансной частоте, то влияние высших гармоник можно не учитывать, так как можно предположить, что они не создадут значительного падения напряжения на нелинейном сопротивлении диода. Можно предположить, что усиление достаточно большое, тогда характер зависимости коэффициентов усиления от степени регенерации будет одинаков для усилителей «на проход» и на «отражение». Это позволит рассмотреть задачу для обоих типов усилителей на РТД.

**Решение задачи.** В линейном приближении коэффициент усиления регенеративного усилителя мощности можно представить следующим выражением

$$K_0 = A(1 - \theta)^2, \quad (1)$$

где  $\theta = -i'/Re[Y]$  – степень регенерации устройства;  $i'$  – отрицательная проводимость РТД в рабочей точке;  $Re[Y]$  – действительная часть полной проводимости схемы, которая подключена параллельно нелинейному сопротивлению диода;  $A$  – слабо зависящий от степени регенерации  $\theta$  и определяемый типом усилителя, коэффициент.

Учитывая нелинейность вольтамперной характеристики (ВАХ) РТД выражение (1) преобразуется к следующему виду

$$K = A/[1 - \theta F(U)]^2, \quad (2)$$

где  $F(U)^2 = 1 + \nu U^2 \mu U^4 + \dots$  – представляет амплитуду переменного напряжения на туннельном промежутке.

Виды амплитудных характеристик  $K = f(P_{вх})$ , которые возможны для усилителя на РТД изображены на рис. 1.

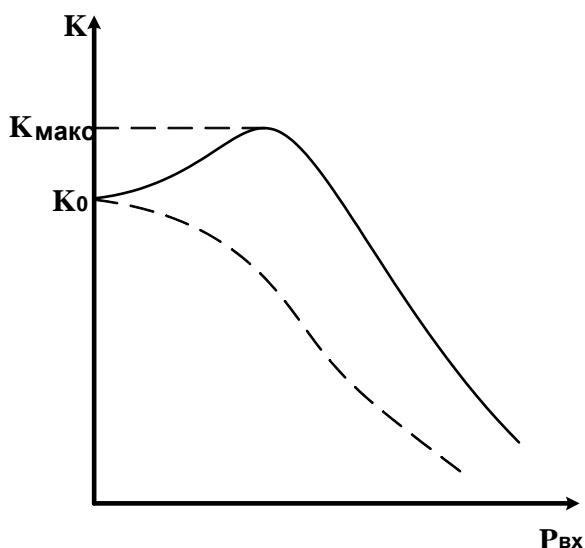


Рис. 1. Зависимости  $K = f(P_{вх})$

Если  $K_{макс}/K_0 = n$ , где  $1 \leq n \leq 2$ , то при неравномерности амплитудной характеристики  $K_{макс}/K_0 = 2$  выражение для динамического диапазона примет следующий вид

$$x = -\frac{\nu}{2\mu n} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{2\mu}{\nu^2} \frac{2-n}{n} \frac{1-\theta}{\theta}} \right], \quad (3)$$

где  $x = P_{вх} K_0 Z_H / k$  – определяющий динамический диапазон усилителя параметр;  $P_{вх}$  – мощность насыщения, т.е. входная мощность, соответствующая уменьшению коэффициента усиления на 3 дБ по сравнению с максимальным;  $Z_H$  – сопротивление нагрузки;  $k = U^2_{ввых}/U^2$  – коэффициент, учитывающий потери мощности на сопротивлении растекания РТД. При частотах намного меньших предельной  $k \sim 1$  [3].

Значения параметров  $v > 0, \mu > 0$  и  $v < 0, \mu > 0$  в формуле (3) физически не реализуются, но для случая  $v > 0, \mu < 0$  (формула (3) будет со знаком плюс) при  $K_{\text{макс}}/K_0 < 81/16$  можно реализовать зависимость  $K = f(P_{\text{вх}})$ , показанную на рис. 1 сплошной линией, но при нарушении данного неравенства может иметь место амплитудный гистерезис. Найдя максимум правой части выражения (2) и приравняв его к величине  $K_0 n$  можно получить условие  $K_{\text{макс}}/K_0 = n$ . Параметры  $v$  и  $\mu$  при этом должны удовлетворять условию

$$\frac{v^2}{4\mu} = \frac{1 - \sqrt{n}}{\sqrt{n}} \frac{1 - \theta}{\theta}. \quad (4)$$

Подставляя формулу (4) в (3) для  $1,5 \leq n \leq 2$  получим выражение, которое определяет  $x$  в следующем виде

$$x \sim \frac{0.586}{v} \frac{1 - \theta}{\theta}. \quad (5)$$

С учетом автосмещения величины  $v$  и  $\mu$  можно определить из ВАХ РТД с помощью выражений [4]

$$v = \frac{1}{8i'} \left[ i''' - \frac{2(i'')^2}{\frac{1}{R} + i'} \right], \quad (6)$$

$$\mu = \frac{1}{192i'} \left[ i^{(5)} - 9 \frac{i''' i^{(4)}}{\frac{1}{R} + i'} + 12 \frac{(i'')^2 i'''}{\left(\frac{1}{R} + i'\right)} \right], \quad (7)$$

где  $R$  – сопротивление по постоянному току цепи питания ( $i$  с индексом – это дифференцирование  $i(u)$  по  $u$ , но вместо  $u$  подставляем  $E_0$  – напряжение смещения). Применяя аппроксимацию ВАХ РТД вида [2]

$$i = aue^{-u/U_1} + I_0(e^{Du} - 1), \quad (8)$$

где  $U_1$  – напряжение в максимуме ВАХ. Если пренебречь диффузионным током и подставив (6) и (7) в формулу (4), то можно получить

$$\frac{v^2}{4\mu} = \frac{3}{4} \frac{[3 - y - 2(y - 2)^2 F(y)^2]}{(1 - y)[5 - y - 9(y - 2)(y - 4F(y) + 12(y - 2)^2(3 - y)F^2(y)]} \quad (9)$$

где  $F(y) = \left[ 1 - y + \frac{1}{RG_{\text{макс}}} e^{y-2} \right]^{-1}$ ;  $y = \frac{E_0}{U_1}$ ;  $G_{\text{макс}} = ae^{-2}$  – величина модуля максимальной отрицательной проводимости туннельного промежутка.

На рис. 2 представлены построенные по формуле (9) зависимо-



сти  $v^2/4\mu = f(E_0/U_1)$  для нескольких значений  $RG_{max}$ .

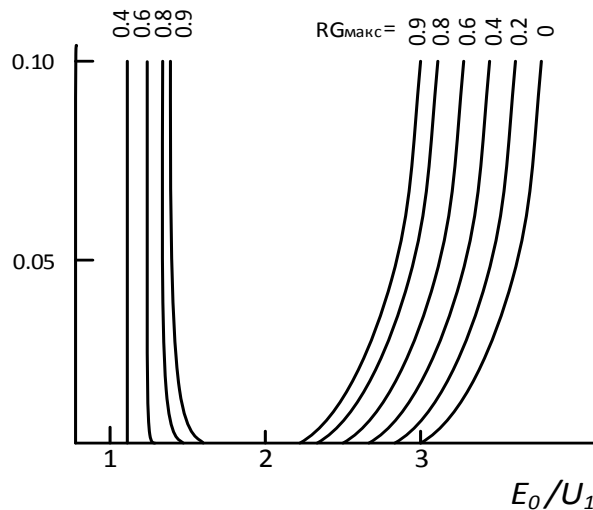


Рис. 2. Зависимости  $v^2/4\mu = f(E_0/U_1)$

Для каждого значения  $RG_{max}$  при заданных  $n$  и  $\theta$ , используя рис.2, можно при помощи формулы (4) определить положение рабочей точки  $E_0/U_1$ , обеспечивающее заданный режим усилителя. Определить значение параметра  $x$ , характеризующего динамический диапазон, можно подставив полученное значение  $E_0/U_1$  в (6) а затем (6) в (5). Показанные сплошной кривой на рис. 1, границы существования амплитудной характеристики, определяемой из условия  $v = 0$ , записываются в виде

$$RG_{max} = \left[ \frac{2(y-2)^2}{3-y} + y - 1 \right]^{-1} e^{y-2}. \quad (10)$$

Когда величина  $RG_{max}$  больше значений, определяемой правой частью формулы (10), амплитудные характеристики будут иметь вид сплошных кривых на рис. 1. Если  $RG_{max} = 1$ , что соответствует границе устойчивости схемы по постоянному току, амплитудные характеристики имеют место во всех рабочих точках кроме точки перегиба. В отсутствии автосмещения (при нулевом сопротивлении цепи питания) они будут наблюдаться лишь при значении  $E_0/U_1$  больше 3.

Для стабильной работы (при больших коэффициентах усиления) не всегда требуется возрастание  $K_y$  с ростом уровня сигнала (пунктир на рис. 1) [5]. В данном случае  $v \leq 0$ ,  $\mu < 0$  (в формуле (3) – знак минус,  $n = 1$ ). Для увеличения динамического диапазона режим питания схемы усилителя подбираем таким образом, чтобы  $v$  и  $\mu$  имели минимальные значения. Как следует из формулы (10), подбирая величину  $R$ , при заданном  $E_0$ , параметр  $v$  может быть сделан

равным нулю на значительной части ВАХ РТД. Динамический диапазон при этом

$$x = \sqrt{-\frac{1}{2\mu_1} \frac{1-\theta}{\theta}}. \quad (11)$$

Здесь выражение для  $\mu_1$  можно определить подставляя (10) в (7). При использовании для аппроксимации выражения (8) оно будет иметь следующий вид

$$\mu_1 = -\frac{1}{384U_1^4} \left[ 1 + \frac{4y^2 - 16y + 10}{(1-y)(y-2)^2} \right]. \quad (12)$$

Зависимости  $x^2/U_1^2 = f(E_0/U_1)$ , построенные по формуле (11) представлены на рис. 3 сплошной линией, штрих-пунктирной кривой – построенные по формуле (3), когда предполагается отсутствие автосмещения для двух значений степени регенерации. На рис. 3 видно, что в области, находящейся правее точки перегиба ВАХ, автосмещение будет вызывать малое уменьшение динамического диапазона ( $x$ ) при небольших значениях степени регенерации ( $\theta = 0,8$ ) и некоторое его увеличение при больших значениях  $\theta$  ( $\theta = 0,9$ ). Это увеличение будет тем больше, чем больше величина  $\theta$ . В области, лежащей левее точки перегиба также подбирая величину  $R$  можно добиться некоторого увеличения  $x$ . Условие  $\nu = 0$  в точке  $E_0/U_1 = 2$  без нарушения устойчивости цепи по постоянному току не может быть выполнено (на рис. 3 этот участок сплошной линии показан пунктиром) [6]. Для амплитудной характеристики, изображенной на рис. 1, ширина динамического диапазона будет определяться сопротивлением цепи питания, предельная величина которого будет при  $E_0/U_1 = 3$  и  $R = 0$ . Значение  $E_0/U_1$ , которое соответствует максимальной величине  $x$  при заданном  $R$  можно выразить из (10), а сама величина  $x$  находится из выражения (11).

**Заключение.** Из вышеизложенного следует, что при использовании амплитудной характеристики первого типа (сплошная кривая на рис. 1) автосмещение расширяет область существования этой амплитудной характеристики и приводит к уменьшению динамического диапазона ( $x$ ). При амплитудной характеристики второго типа (пунктирная кривая на рис. 1) для больших значений степени регенерации можно подбором параметров цепи питания и режима добиться некоторого расширения динамического диапазона. Данный анализ динамического диапазона усилителей на резонансно-

туннельных диодах с учетом автосмещения может быть полезным для проектирования усилителей микроволнового диапазона на РТД, работающих в нелинейных режимах.

### Литература:

1. Moskaliuk V. Simplified analytical model of resonant-tunneling diode // Abstracts Proceedings of 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology "ISSE 2009". – Brno, Czech Republic. 2009. С.1–5.
2. Осадчий Е.Н. Квазилинейный анализ работы резонансно-туннельного диода с помощью полиномов различных степеней // Успехи современной науки. 2016. №12. С. 132 – 138.
3. Алкеев Н. В., Любченко В. Е., Velling P., Khorenko E., Prost W., Tegude F.J. Эквивалентная схема резонансно-туннельного диода на основе InGaAs/InAlAs в миллиметровом диапазоне длин волн // Радиотехника и электроника. 2004. Т. 49. № 7. С. 886-892.
4. Алимов А.П. Змий Б.Ф. Синтез усилителей промежуточной частоты с повышенными показателями качества // Инженерный вестник Дона. 2017. №1. URL:ivdon.ru/magazine/archive/n3y2017/250/.
5. Qiu Z.J. Experimental verification of origin of plateau-like current-voltage characteristics of resonant tunneling diodes / Z.J. Qiu, Y.S. Gui, S.L. Guo et. al. // Appl. Phys. Lett. 2007. Vol. 4. P. 1961–1963.
6. Zohta Y. Improved optical model for resonant tunneling diode // J. Appl. Phys. 1993. Vol. 74. С. 6996–6998.

УДК 577.342

## ИЗМЕРЕНИЕ КОМПОНЕНТ ПРОВОДИМОСТИ БИОЛОГИЧЕСКИХ СРЕД В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

**Малышев И.В.,**

к.т.н., доцент ЮФУ

[ivmalyshev@sfedu.ru](mailto:ivmalyshev@sfedu.ru)

**Паршина Н.В.,**

к.т.н., ассистент ЮФУ

**Аннотация.** В статье приведены результаты экспериментальных исследований трех видов микроорганизмов (бактерий *Bacillus subtilis* B-1895, *Escherichia coli* MG1655 pXen-lux и диплоидного штамма дрожжей *Saccharomyces cerevisiae* Y1914). Исследования проводились в диапазоне СВЧ 1 – 20 ГГц с использованием анализатора сигналов, снабженного специальной антенной оснасткой и процессором. Основные результаты приведе-

ны в виде рисунков, полученных на этом оборудовании. Был обнаружен эффект наличия частотно-зависимых флуктуаций у компонент диэлектрической проницаемости.

**Ключевые слова:** СВЧ-излучение, колонии бактерий, анализатор сигнала, диэлектрическая проницаемость, тангенс угла потерь, электрическая проводимость.

**Введение.** В настоящее время особый интерес представляют исследования электрофизических параметров различных биологических сред при СВЧ- и КВЧ-воздействии. Такое воздействие в первую очередь проявляется при рассмотрении диэлектрической проницаемости среды, которая имеет комплексный вид:

$$\varepsilon^* = \varepsilon' + j\varepsilon'' \quad (1)$$

Этот параметр определяет взаимодействие вещества с электрическим полем, имеющим напряжённость  $\vec{E}$ , характеризующую электрическую индукцию:

$$\vec{D} = \varepsilon^* \vec{E} \quad (2)$$

Таким образом, диэлектрическая постоянная (относительная диэлектрическая проницаемость):

$$k = \varepsilon^*/\varepsilon = \varepsilon_r' + j\varepsilon_r'' \quad (3)$$

определяет меру того, сколько энергии внешнего электрического поля запасено в материале ( $\varepsilon_r'$ ) и меру потерь или поглощения энергии этого поля средой ( $\varepsilon_r''$ ).

Тангенс угла потерь или коэффициент диссипации можно определить из соотношения:

$$\operatorname{tg} \delta = \varepsilon_r''/\varepsilon_r' = 1/Q, \quad (4)$$

где  $Q$  – добротность объёма среды.

Кроме того, электрическая проводимость среды  $\sigma$ , которая вероятнее всего будет носить ёмкостной характер, может быть определена через мнимую часть диэлектрической проницаемости, как [1-3]:

$$\sigma = \varepsilon_r''\omega = 2\pi\varepsilon_0\varepsilon''f = k_\varepsilon \varepsilon''f, \quad (5)$$

где  $k_\varepsilon = 5,34 \cdot 10^{-11}$  Ф/м.

**Постановка и решение задачи.** В статье представлены результаты экспериментальных исследований электрофизических параметров бактерий двух видов (*Bacillus amyloliquifaciens* B-1895-плотность  $6.4 \times 10^8$  КОЭ/мл № 1; *Escherichia coli* MG1655 pXen-lux 164

-  $2.45 \times 10^8$  КОЭ/мл № 2), а также дрожжи (*Saccharomyces cerevisiae* Y1914  $5,5 \times 10^7$  КОЕ/мл № 3).

Исследования проводились в СВЧ-диапазоне от 1 до 20 ГГц с использованием анализатора сигналов [4], снабженного специализированной приёмно-передающей антенной (рис. 1).

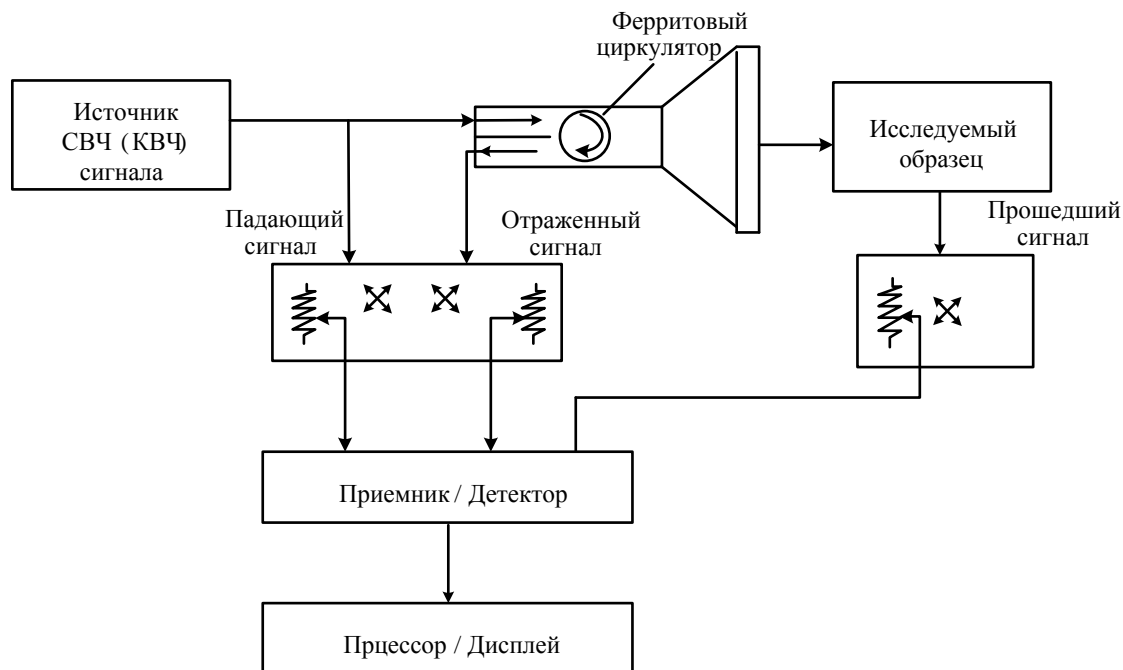


Рис. 1. Структурная схема измерительной установки

Приёмно-передающая антенна совместно с анализатором сигналов представляет собой устройство способное контролировать частоту и постоянство плотности выходной мощности около  $5 \text{ мкВт/см}^2$  в диапазоне частот до 20 ГГц, с возможностью регистрации относительных уровней поглощённого и отражённого сигналов. Время экспозиции каждого образца, после проведения калибровки, составляло 1 – 1,5 мин. За это время процессор анализатора сигналов обрабатывал информацию и воспроизводил частотные характеристики на экране монитора. Основные результаты приведены в виде рисунков, полученных на этом оборудовании.

Во время исследования бактерии и дрожжи были суспендированы в стандартном стерильном физрастворе (0,9% NaCl в стерильной дистиллированной воде), в соотношениях 1:1, 1:5 (рис. 2).

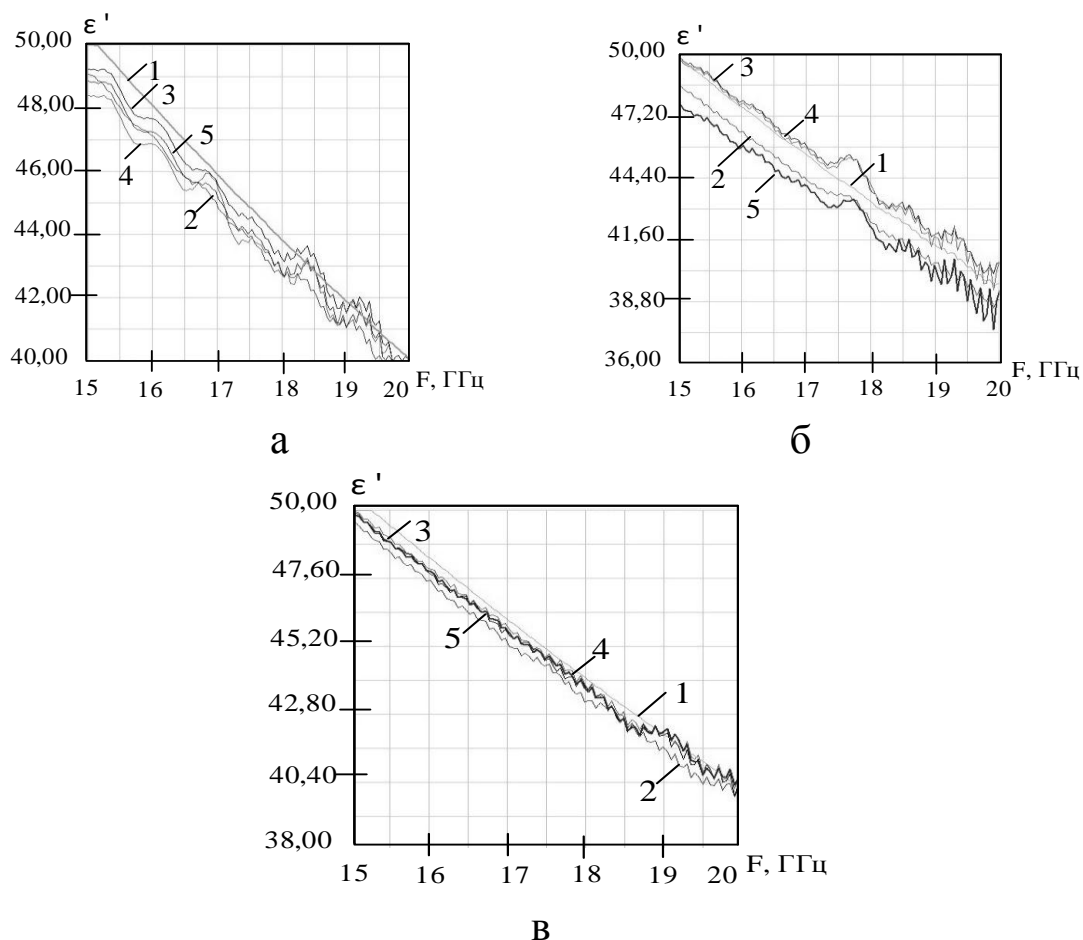


Рис. 2. Исследование действительной части диэлектрической проницаемости в диапазоне от 15 до 20 ГГц: а – бактерий вида № 1; б – бактерии № 2; в – дрожжи №3

В эксперименте проводилось сравнение с параметрами стерильной дистиллированной воды. Было выявлено, что в указанном частотном диапазоне эти живые среды демонстрируют неравномерные флуктуации компонент  $\epsilon^*$ , но наибольшую амплитуду в них проявляет именно активная составляющая.

На рис. 2 введены следующие обозначения: 1 – дистиллированная вода, 2 – бактерии (дрожжи) и дистиллированная вода 1:1, 3 – бактерии (дрожжи), 4 – бактерии (дрожжи) и физраствор 1:1, 5 – бактерии (дрожжи) и физраствор 1:5.

При исследовании бактерий и дрожжей наблюдалось уменьшение флуктуаций с уменьшением концентрации бактерий и дрожжей в этом растворе.

После термостатирования исследовались растворы с неживыми бактериями, результаты которых приведены на рис. 3.

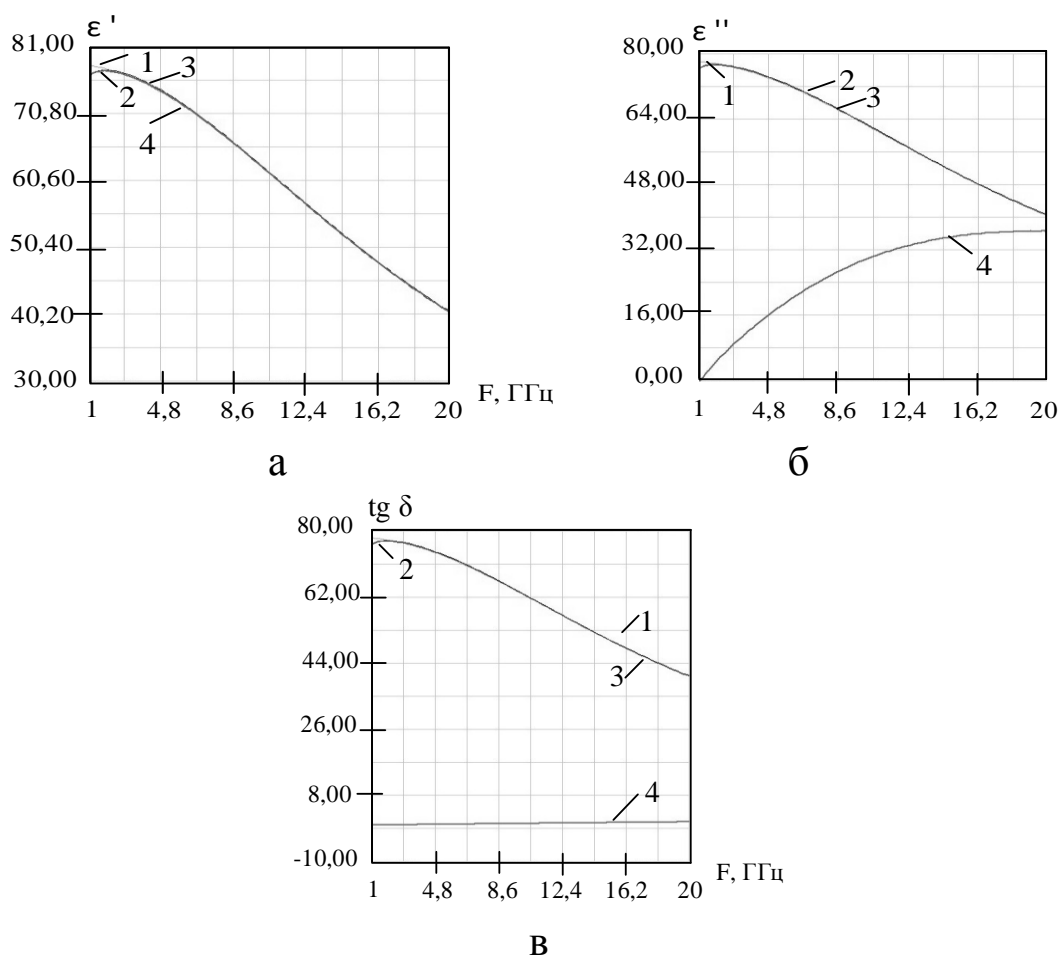


Рис. 3. Исследование параметров проводимости неживых бактерий и дрожжей в диапазоне от 1 до 20 ГГц: а – действительная часть диэлектрической проницаемости б – мнимая часть диэлектрической проницаемости в – тангенс угла потерь (1 – дистиллированная вода, 2 – бактерии № 1, 3 – бактерии № 2, 4 – дрожжи № 3)

Отметим, что частотные характеристики растворов с погибшими бактериями приближаются к графикам обычной дистиллированной воды.

**Заключение.** В результате исследований были выявлены частотно-зависимые флуктуации у компонент диэлектрической проницаемости и, как следствие, у электрической проводимости колоний живых бактерий, которая после гибели бактерий приближается к проводимости водного раствора.

Таким образом, основываясь на наличии флуктуаций параметров диэлектрической проницаемости (особенно её активной компоненты  $\epsilon'$ ) биологической среды можно говорить о присутствии в среде живых бактерий и дрожжей. Этот факт может являться условием определения и регистрации процессов их жизнедеятельности.

### Литература:

1. Долгов Е.С., Малышев И.В., Покудина И.О., Рассказов А.Е., Усатов А.В., Цыганков А.Г. Исследование порогов чувствительности микроорганизмов к ЭМИ миллиметрового диапазона // Технологии живых систем. – 2013. – № 1 – С.58-61.
2. Malyshev I., Chervyakov G., Parshina N. A method for determining the admittance of chiral-dependent biological media in extremely high-frequency fields // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2015. - V.60, - P.747-750.
3. Малышев И.В., Паршина Н.В. Установка для многочастотного электромагнитного терапевтического (МЧЭМРТ) воздействия // Известия ЮФУ. Технические науки. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2015. – № 9 (170). – С.190-199.
4. D. V. Blackham, R. D. Pollard, An Improved Technique for Permittivity Measurements Using a Coaxial Probe // IEEE Trans. on Instr. Meas. - V.46, - No 5, - Oct. 1997- P.1093- 1099.
5. Малышев И. В., Паршина Н.В. Методы выявления метаболических частот биологических объектов в СВЧ и КВЧ диапазонах // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2015. – № 2. – С.65-68.

УДК: 53.043

## ИССЛЕДОВАНИЕ СОБСТВЕННОЙ КВЧ ПРОВОДИМОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

**Малышев И.В.,**  
к.т.н., доцент ЮФУ  
im1960@mail.ru  
**Гончарова О.А.,**  
аспирант ЮФУ

**Аннотация.** Развитие современной полупроводниковой СВЧ и КВЧ электроники определяется фундаментальными исследованиями в области физики полупроводников. Среди таких исследований важным является изучение свойств полупроводников в сильных электрических полях. В работе предложен способ расчёта объёмной проводимости полупроводников типа  $A^{III}B^V$  при воздействии сильных постоянных и переменных электрических полей, заключающий в себе феноменологические уравнения и учитывающий волны пространственного заряда. Получены частотные характеристики указанной проводимости, анализ которых показал необходимость учёта поля пространственного заряда при разработке полупроводниковых структур, работающих в режимах, когда напряжённость постоянного электрического поля меньше напряжённости порогового поля эффекта Ганна.



**Ключевые слова:** дрейфа, уравнения разогрева, эффективная масса, СВЧ-проводимость, КВЧ-проводимость, напряжённость электрического поля, подвижность горячих носителей, полупроводники типа  $A^{III}B^V$ .

**Введение.** При расчётах и моделировании современных полупроводниковых приборов СВЧ и КВЧ диапазонов особое внимание уделяется исследованиям нелинейных свойств полупроводниковых структур и сверхрешёток, проявляющихся в сильных электрических полях [1 - 2]. Наиболее значимыми вопросами, которые приходится решать при нахождении выходной проводимости, являются вопросы исследования дрейфовых и диффузионных компонент выходного тока.

При этом для аналитических расчётов удобно использовать феноменологический подход [3], определяющий кинетические процессы в объёме полупроводников типа  $A^{III}B^V$ . Для определения проводимости таких структур и сверхрешёток, в рамках этого подхода, применяются различные модели, одни из которых учитывают только дрейфовую компоненту выходного тока, другие включают в себя его дрейфовую и диффузионную составляющие. В данной работе предложен способ расчёта СВЧ и КВЧ проводимости объёмных полупроводниковых чипов с использованием полной дрейфово-диффузионной модели, которая, кроме перечисленных эффектов, учитывает также влияние электрического поля пространственного заряда.

Известно, что при приложении к полупроводниковому образцу электрического поля, в объёме полупроводника формируются дипольные солитоны, которые, при дальнейшем увеличении напряжённости этого поля и достижения ею пороговой величины, в результате проявления эффекта Ганна, формируют домены пространственного заряда [3]. Появившееся при этом поле пространственного заряда каким-то образом будет влиять на электрофизические параметры носителей – скорость дрейфа и коэффициент диффузии. Ниже будут приведены расчёты объёмной проводимости полупроводников типа  $A^{III}B^V$  с учётом зависимости изменений дрейфовой скорости электронов и коэффициента диффузии от напряжённости электрического поля, а также построены частотные зависимости объёмной проводимости полупроводника при различных значениях постоянных и переменных электрических полей.

**Феноменологический подход.** В рамках этого подхода к разогревным эффектам, используется уравнение усреднённого дрейфа носителей заряда [3]:

$$\frac{dp}{dt} = eE - \frac{p}{\tau}, \quad (1)$$

где  $E$  – напряжённость электрического поля;  $p$  – средний дрейфовый квазиимпульс;  $\tau$  – среднее время релаксации квазиимпульса.

Используется также уравнение разогрева носителей [3]:

$$\frac{dW}{dt} = \frac{eEp}{m} - \frac{W-W_0}{\tau_3}, \quad (2)$$

где  $\tau_3$  – среднее время релаксации энергии;  $m$  – эффективная масса электронов;  $W$  – средняя энергия фононов;  $W_0 = 3/2kT_0$  – энергия электронов на дне зоны проводимости;  $T_0 = 300\text{K}$  – температура среды;  $k$  – постоянная Больцмана.

На основе уравнений (1) и (2) в работе [4] были получены соотношения, характеризующие электронную подвижность в полупроводниках типа  $A^{\text{III}}B^{\text{V}}$  в сильных электрических полях:

$$\frac{\mu_{ал}}{\mu_{пл}} = \frac{1-x^4+y^2\{1+\chi x^2[1-\chi(1+x^2)]\}}{(1+j\chi y)[(1+x^2)+y^2]}, \quad (3)$$

$$\frac{\mu_{rl}}{\mu_{пл}} = \frac{y\{2x^2-\chi[1+x^2+y^2(1-\chi x^2)]\}}{(1+j\chi y)[(1+x^2)+y^2]}, \quad (4)$$

где  $\mu_{ал}$  и  $\mu_{rl}$  – малосигнальные объёмные активная и реактивная составляющие высокочастотной подвижности;  $\mu_{пл} = \frac{\mu_0}{1+x^2}$  – линейная подвижность;  $\mu_0 = \frac{e\tau}{m_0}$  – подвижность носителей в предположении напряжённости постоянного электрического поля  $E_0=0$ ;  $x =$

$\frac{E_0}{E_{\text{п}}} = \sqrt{\frac{p_m e^2 \tau \tau_3 E_0^2}{m_0 W_0}}$  – безразмерная напряжённость постоянного электрического поля;  $E_{\text{п}} = \frac{m_0 W_0}{p_m e^2 \tau \tau_3}$  – напряжённость порогового поля

эффекта Ганна;  $\frac{1}{m} = \frac{1}{m_0} \left[ 1 - p_m \frac{W-W_0}{W_0} \right]$  – параметр, равный обратной эффективной массе  $1/m = f(W)$ , который получен в результате разложения в ряд Тейлора и ограничения двумя членами этого ряда [5] вокруг величины параметра;  $m_0$  – значение эффективной массы электронов на дне зоны проводимости;  $p_m = -\frac{W_0 m_0}{d(\frac{1}{m})} / dW$ , при

$W = W_0$  (для  $GaAs$ :  $p_m = 0,1$ );  $y = \omega \tau_3$  и  $\chi = \tau / \tau_3$  – параметр, определяющий среднюю долю энергии, которую теряет носитель заряда при каждом столкновении,  $\omega \tau = \chi y$ ,  $\omega = 2\pi f$  [4].

Как известно, лежащие в основе феноменологического подхода основные уравнения (1) и (2) решаются совместно с уравнением непрерывности:

$$\operatorname{div} j = \frac{dj}{dz} = -\frac{d\rho_{\sim}}{dt} = -j\omega\rho_{\sim}, \quad (5)$$

где  $\rho_{\sim}$  – плотность объёмного заряда, и уравнением Пуассона:

$$\frac{dE_{\text{пз}}}{dz} = \frac{\rho_{\sim}}{\varepsilon}, \quad (6)$$

где  $E_{\text{пз}}$  – напряжённость поля пространственного заряда;  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость полупроводника.

Примем:  $E = E_0 + E_{\sim}$ ,  $E_{\sim} = E_1 \cdot e^{j\omega t} + E_{\text{пз}}$ ,  $V = V_0 + V_{\sim}$  – постоянная и переменная компоненты скорости;  $n = 10^{19}$  – средняя концентрация носителей для *GaAs* чипа диода Ганна.

С учётом принятых соотношений уравнение непрерывности (5) примет вид:

$$-\left(\frac{D}{V_0}\right) \frac{d^2 \rho_{\sim}}{dz^2} + \frac{d\rho_{\sim}}{dz} + \rho_{\sim} \left( \frac{\sigma}{\varepsilon V_0} + \frac{j\omega}{V_0} \right) = 0. \quad (7)$$

Найдём корни (7) в виде:  $\rho_{\sim} \sim \exp(\gamma z)$ , используя характеристическое уравнение для постоянной распространения  $\gamma$ :

$$\frac{D}{V_0} \gamma^2 - \gamma + \alpha_0 - j\beta_0 = 0, \quad (8)$$

$$\text{где } \alpha_0 = -\frac{\sigma_a}{\varepsilon V_0}, \beta_0 = \frac{\omega}{V_0} + \frac{\sigma_r}{\varepsilon V_0}, \quad (9)$$

$$m = 1 - 4D \frac{\sigma_a}{\varepsilon V_0^2}, n = \frac{4D}{V_0^2} \left( \frac{\sigma_r}{\varepsilon} + \omega \right), \quad (10)$$

$$\sigma_a = en\mu_{a\text{л}}, \sigma_r = en\mu_{r\text{л}}. \quad (11)$$

При этом решение уравнения (8) имеет вид:

$$\gamma_1 = \frac{V_0}{2D} (1 + \sqrt{m + jn}), \gamma_2 = \frac{V_0}{2D} (1 - \sqrt{m + jn}). \quad (12)$$

Волна объёмного заряда описывается выражением

$$\rho_{\sim} = C_1 e^{\gamma_1 z} + C_2 e^{\gamma_2 z}, \quad (13)$$

где  $C_1$  и  $C_2$  – постоянные интегрирования:

$$C_1 = \frac{-j\omega E_1 (e^{\gamma_2 L} - 1)}{\frac{1}{\varepsilon} [e^{\gamma_1 L} - e^{\gamma_2 L} (V_0 - D\gamma_1)]}, C_2 = \frac{j\omega E_1 (e^{\gamma_1 L} - 1)}{\frac{1}{\varepsilon} [e^{\gamma_1 L} - e^{\gamma_2 L} (V_0 - D\gamma_1)]}. \quad (14)$$

Найдём напряжённость поля пространственного заряда  $E_{\text{пз}}$  из уравнения Пуассона (6), учитывая полученные соотношения (9)–(13):

$$\frac{dE_{\text{пз}}}{dz} = \frac{\rho_{\sim}}{\varepsilon} = \frac{C_1 e^{\gamma_1 x} + C_2 e^{\gamma_2 x}}{\varepsilon}, \quad (15)$$

$$E_{\text{пз}} = \frac{C_1}{\varepsilon \gamma_1} (e^{\gamma_1 x} - 1) + \frac{C_2}{\varepsilon \gamma_2} (e^{\gamma_2 x} - 1). \quad (16)$$

Из уравнения непрерывности (5) с учётом выведенных соотношений, получим выражение для полной плотности тока, состоящей из дрейфовой и диффузионной компонент:

$$j_{\Sigma} = \rho_0 V_{\sim} + V_0 \rho_{\sim} - \frac{d(D\rho_{\sim})}{dx}. \quad (17)$$

Для начального момента времени  $t = 0$ , будем иметь  $E_{\text{вн}} = E_1 \cdot e^{j\omega t} + E_{\text{пз}} = E_1 + E_{\text{пз}}$ .

Подставив (13), (14) и (16) в выражение для полной плотности тока (17), и используя выражение для наведённого тока  $j_{\text{н}} = \frac{1}{L} \int_0^L j dx$ , получим выражение для  $j_{\Sigma}$  при  $x = L$ :

$$\begin{aligned} j_{\Sigma} = & \sigma L E_1 + C_1 \left[ \frac{\sigma}{\varepsilon} (e^{\gamma_1 L} - 1) + V_0 e^{\gamma_1 L} - D \gamma_1 e^{\gamma_1 L} \right] + \\ & + C_2 \left[ \frac{\sigma}{\varepsilon} (e^{\gamma_2 L} - 1) + V_0 e^{\gamma_2 L} - D \gamma_2 e^{\gamma_2 L} \right] - C_1 (V_0 - D \gamma_1) - \\ & - C_2 (V_0 - D \gamma_2) \end{aligned} \quad (18)$$

Здесь  $D$  – коэффициент диффузии.

Проведём нормировку аргументов в соотношениях (14), (16) и (18) по напряжённости  $E_{\text{п}}$ :

$$\frac{E_0}{E_{\text{п}}} = x_0, \quad \frac{E_1}{E_{\text{п}}} = x_1, \quad \frac{E_{\text{пз}}}{E_{\text{п}}} = x_{\text{пз}}. \quad (19)$$

Тогда получаем нормированные переменные:

$$C_{1\text{н}} = \frac{-j\omega x_1 (e^{\gamma_2 L} - 1)}{\frac{1}{\varepsilon} [e^{\gamma_1 L} - e^{\gamma_2 L} (V_0 - D \gamma_1)]}, \quad C_{2\text{н}} = \frac{j\omega x_1 (e^{\gamma_1 L} - 1)}{\frac{1}{\varepsilon} [e^{\gamma_1 L} - e^{\gamma_2 L} (V_0 - D \gamma_1)]}, \quad (20)$$

$$x_{\text{пз}} = \frac{C_{1\text{н}}}{\varepsilon \gamma_1} (e^{\gamma_1 x} - 1) + \frac{C_{2\text{н}}}{\varepsilon \gamma_2} (e^{\gamma_2 x} - 1), \quad (21)$$

$$\begin{aligned} j_{\Sigma\text{н}} = & \sigma L x_1 + C_{1\text{н}} \left[ \frac{\sigma}{\varepsilon} (e^{\gamma_1 L} - 1) + V_0 e^{\gamma_1 L} - D \gamma_1 e^{\gamma_1 L} \right] + \\ & + C_{2\text{н}} \left[ \frac{\sigma}{\varepsilon} (e^{\gamma_2 L} - 1) + V_0 e^{\gamma_2 L} - D \gamma_2 e^{\gamma_2 L} \right] - C_{1\text{н}} (V_0 - D \gamma_1) - \\ & - C_{2\text{н}} (V_0 - D \gamma_2). \end{aligned} \quad (22)$$

Нормированная суммарная напряжённость поля определяется выражением:

$$E_{\Sigma\text{н}} = x_0 + x_1 + x_{\text{пз}}. \quad (23)$$

Выведем соотношения для проводимости полупроводникового образца с длиной области дрейфа  $L = 10$  мкм и площадью поверхности  $S = 10^{-8} \text{ м}^2$  в виде:

$$Y_e = \frac{S j_{\Sigma\text{н}}}{L E_{\Sigma\text{н}}}. \quad (24)$$

Подставив в (24) соотношения (20)-(23), можно получить формулу для полной проводимости полупроводникового образца *GaAs*. Эта подстановка была выполнена в алгоритме машинного расчёта амплитудной  $|Y_e|$  и фазовой  $\varphi$  компонент проводимости которые представлены на рис. 1 – 6.

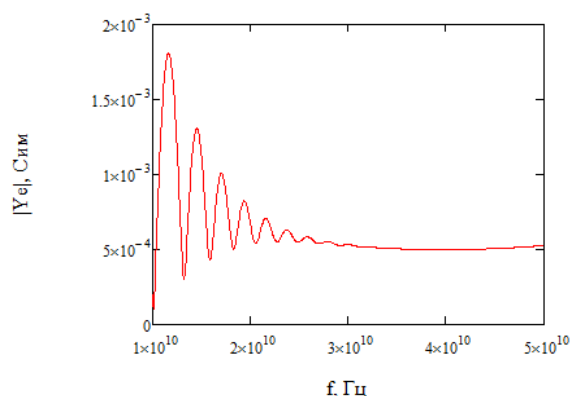


Рис. 1 – АЧХ проводимости образца *GaAs* при  $x_0 = 0,5$ ,  $x_1 = 0,1$

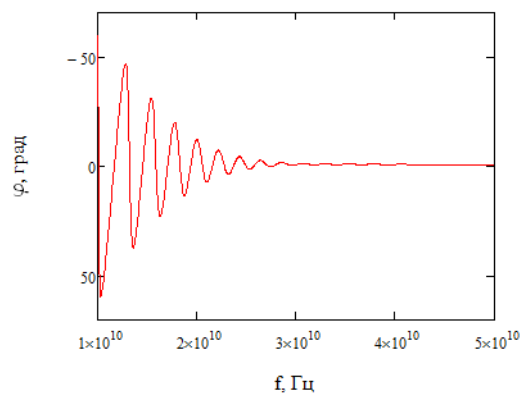


Рис.2 - ФЧХ проводимости образца *GaAs* при  $x_0 = 0,5$ ,  $x_1 = 0,1$

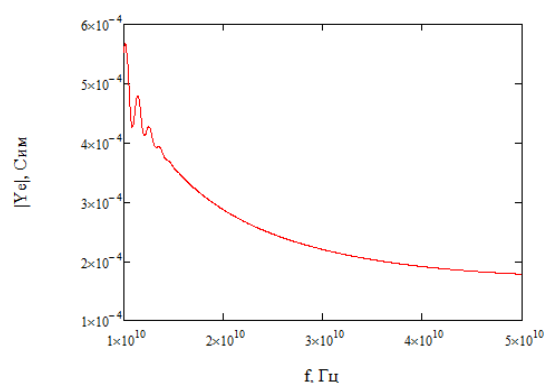


Рис. 3 – АЧХ проводимости образца *GaAs* при  $x_0 = 1$ ,  $x_1 = 0,1$

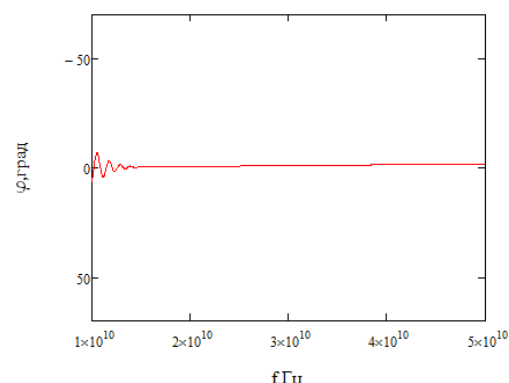


Рис. 4 - ФЧХ проводимости образца *GaAs* при  $x_0 = 1$ ,  $x_1 = 0,1$

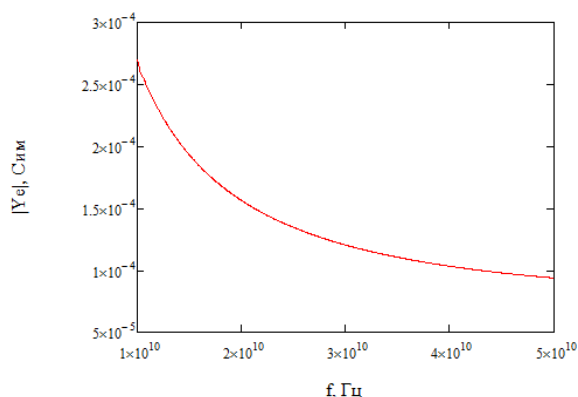


Рис. 5 – АЧХ проводимости образца *GaAs* при  $x_0 = 2$ ,  $x_1 = 0,1$

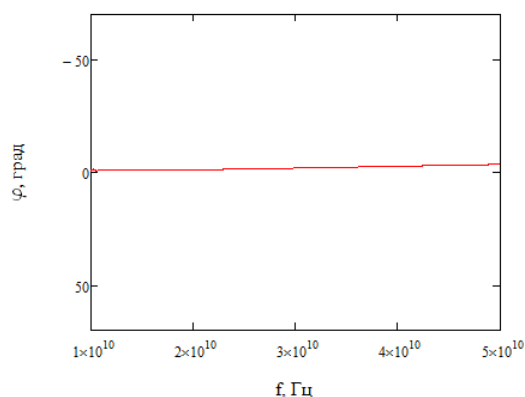


Рис. 6 - ФЧХ проводимости образца *GaAs* при  $x_0 = 2$ ,  $x_1 = 0,1$

Из полученных характеристик (на рис. 1 - 6) видно, что при малых напряжённостях постоянных электрических полей  $E_0 < E_{\text{п}}$  ( $x < 1$ ) проводимость не постоянна, а флуктуирует в частотном диапазоне примерно до 25 ГГц. При достижении напряжённости порогового поля эффекта Ганна  $E_0 \approx E_{\text{п}}$  ( $x \approx 1$ ) флуктуации исчезают за счёт уменьшения влияния поля пространственного заряда  $E_{\text{пз}}$  на выходную проводимость. При больших напряжённостях электрических полей  $E_0 > E_{\text{п}}$ , проводимость не проявляет указанных флуктуаций.

**Заключение.** В работе получены частотные характеристики собственной КВЧ проводимости полупроводников типа  $A^{\text{III}}B^{\text{V}}$ , рассчитанных с учётом процессов диффузии, дрейфа носителей и волн пространственного заряда, анализ которых показал, что при больших напряжённостях постоянных электрических полей влияние поля пространственного заряда на выходную проводимость полупроводника уменьшается. Следовательно, пространственный заряд необходимо обязательно учитывать при моделировании допороговых режимов работы объёмных полупроводниковых структур.

#### Литература:

1. Алексеев Ю. И. Генераторы СВЧ на гармониках проводимости диодов Ганна // Радиоэлектроника. 2005. С. 72.
2. Иванов В. Н., Ковтонюк В. М., Раевская Н. С. Разработка конструкции и технологии изготовления диодов Ганна для КВЧ-терапии // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2004. 2-37 с.
3. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия: Пер. с англ. М.: Мир, 1991. 632 с.
4. Malyshev I.V., Fil K.A., Goncharova A.A. Study of the Frequency and Phase Response of Small-Signal Conductivity of Bulk Semiconductors with Hot Carriers in Direct and Alternating Electric Fields // International Conference on «Physics and Mechanics of New Materials and there Applications», PHENMA-2017, Jabalpur, India, p.164-165.
5. Малышев И.В., Осадчий Е.Н., Филь К.А. Способы учёта энергозависимости эффективной массы горячих носителей в объёме полупроводников типа  $A^{\text{III}}B^{\text{V}}$  для различных случаев дисперсии // Инженерный вестник Дона, 2017. № 4. [ivdon.ru/magazine/archive/n4y2017/4396](http://ivdon.ru/magazine/archive/n4y2017/4396)

**РАЗДЕЛ III**

**ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ**

**СИСТЕМЫ**

## РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНО ОСЕВОЙ ВЕТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ

*Полуянович Н.К.*,  
доц. каф. ЭиМ ЮФУ  
nik1-58@mail.ru  
*Огреничев А.В.*,  
студент ЮФУ

***Аннотация.** В статье разработана структурная схема вертикально-осевой ветроэнергетической установки. Разработан алгоритм работы микроконтроллерной системы управления (ВВЭУ). Приведено общее математическое описание ВВЭУ. Выбраны основные компоненты установки ВВЭС.*

***Ключевые слова:** ветроэнергетическая установка, алгоритм, математическая структура*

**Введение.** Проблема энергообеспечения экологически чистыми источниками энергии решается путем разработки и применения установок, работающих на возобновляемых источниках энергии. Целью работы является разработка структурной схемы силовой части вертикально-осевой ветроэнергетической установки (ВВЭУ) и алгоритма работы системы. Одной из задач работы являются выбор элементов установки. Разработанные в статье подходы дают возможность улучшить качество проектирования ВВЭУ [1, 2] и их комплексов исходя из заданных природных, технологических ограничений и лимита себестоимости. Исходными данными для разработки ВВЭУ являются:

- выходная мощность ВВЭУ: 20 кВт;
- амплитуда выходного напряжения: 380 В;
- тип тока: переменный;
- частота тока: 50 Гц.

Потребитель относится ко второй категории энергоснабжения [2]. ВВЭУ располагается в районе со средней годовой скоростью ветра в диапазоне от 4 м/с до 20 м/с. Минимальная скорость ветра для работы ветрогенератора – 3 м/с. Среднегодовое суточное время рабо-



ты фотоэлектрической системы 8 ч. Потребитель располагается в районе со среднегодовым диапазоном температур от  $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

**Разработка структурной схемы.** Для стабилизации выходных электрических характеристик ВВЭУ можно использовать классическую схему, включающую выпрямитель, инвертор, блок контроля заряда (зарядного устройства) и аккумуляторные батареи (рис. 1) [3]. Когда скорость ветра больше  $V_{\min}$  и меньше  $V_{\max}$ , управляемый ключ находится в положении 1, сложное по форме выходное напряжение с синхронного генератора выпрямляется, и, после прохождения через фильтр инвертируется с получением трехфазного напряжения  $U = 380\text{ В}$  с частотой  $f = 50\text{ Гц}$  [2]. Разработанная структурная схема, обеспечивающая максимальную стабильность электропитания потребителя, приведена на рисунке 1.

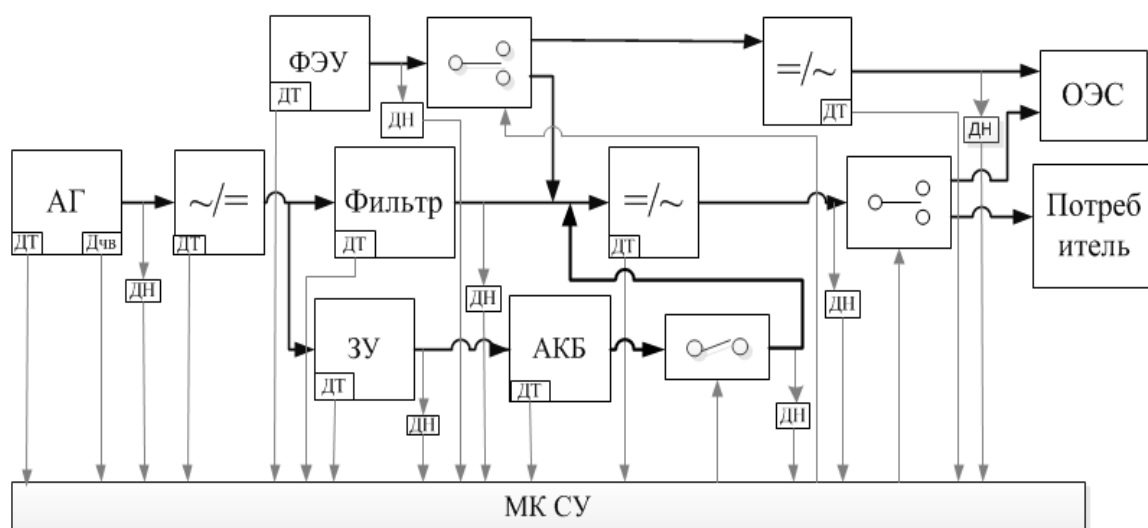


Рис. 1. Структурная схема ВВЭУ

Отличительной особенностью разработанной структурной схемы ВВЭУ является использование двух резервных источников питания в виде фотоэлектрической панели (ФЭП) и аккумуляторной батареи (АКБ). Кроме того, установка отдает энергию в общую энергосеть, когда локальный потребитель не требует энергообеспечения [4-8].

**Алгоритм работы микроконтроллерной системы управления.** Разработанная система управления (рис. 2) дает возможность проводить мониторинг работы системы и каждого блока в отдельности посредством датчиков и управлять положениями ключей в зависимости показаний датчиков [3].

Алгоритм работы синтезированной микроконтроллерной системы управления приведен на рис. 2. Эта система управляет под-

ключением элементов в зависимости от погодных условий (скорость ветра, освещенности).

Входными данными являются показания с датчиков скорости ветра ( $V$ ) и освещенности ( $E$ ), потребность нагрузки в питании ( $P$ ). При наличии необходимой скорости ветра напряжение с генератора, проходя через преобразовательный блок, уходит на нагрузку или в общую энергосеть. При отсутствии должной скорости ветра, но при наличии достаточного освещенности, нагрузка питается напряжением с фотоэлектрической системы. При отсутствии освещения и ветра нагрузка запитывается с помощью АКБ.

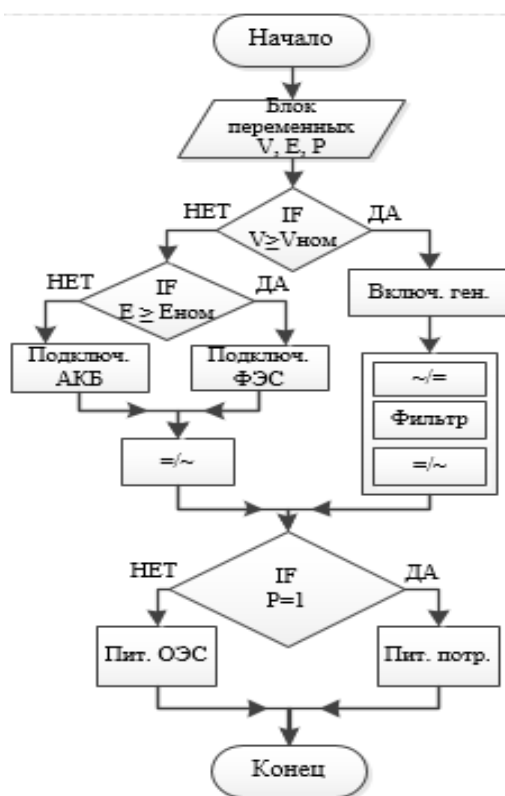


Рис. 2. Алгоритм работы системы управления

**Математическое описание модели ВЭУ.** На рис. 3 приведена общая математическая структура модели ВЭУ без учета фотоэлектрической системы. Эта схема соответствует уравнению  $P_{\text{мех}} = 0,5 \rho_{\text{в}} S_R V_{\text{в}}^3 k_{\text{м}}(\lambda, \beta)$ , по которому рассчитывается механическая мощность ВВЭУ. Здесь  $\rho_{\text{в}}$  – плотность воздуха, кг/м<sup>3</sup> (при нормальных условиях  $\rho_{\text{в}} = 1,225$  кг/м<sup>3</sup>);  $S_R = \pi R^2$  – площадь ротора, м<sup>2</sup> ( $R$  – радиус ротора, м);  $V_{\text{в}}$  – скорость ветра, м/с;  $k_{\text{м}}(\lambda, \beta)$  – коэффициент использования мощности ветра.

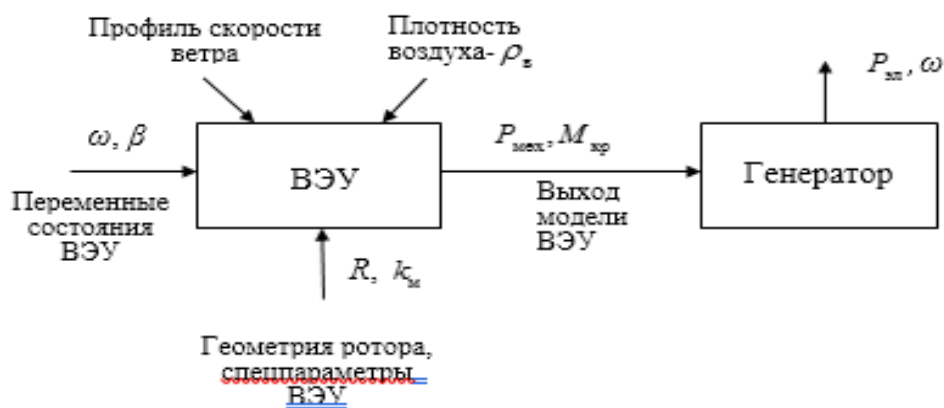


Рис. 3. Общая структура модели ВВЭУ

**Обзор и выбор основных компонентов ВВЭУ.** В результате проведенного обзора был выбран генератор модели ВГ-5(28)/114-300-02 (рис. 4), так как он вырабатывает необходимую мощность, а характеристики тока соответствуют требуемым. Преимуществами данного генератора являются: высокая устойчивость к коротким замыканиям, простота конструкции, небольшие габариты и масса при достаточно большой мощности, отсутствие необходимости в напряжении возбуждения, низкая стоимость. Некоторым недостатком генератора ВГ-5(28)/114-300-02 является сложность регулирования выходного напряжения и малое допустимое время работы с перегрузками.

Характеристики выбранного генератора приведены в таблице 1.



Рис. 4. Внешний вид генератора

Таблица 1.

## Характеристики выбранного генератора

КПД, %	90
$P_{\text{ном.}}$ , кВт	20
$n_{\text{вращ. ном.}}$ об/мин	300
$U_{\text{вых}}$ , В	380
$P_{\text{пик}}$ , кВт	25



Рис. 6. Зарядное устройство Patriot BCT-50 Boost

К достоинствам выбранного зарядного устройства относятся соответствие параметрам напряжения генератора, соответствие параметрам емкости, тока и напряжения АКБ, дешевизна.

Технические характеристики выбранной модели ЗУ представлены в таблице 3.

Таблица 3.

#### Параметры выбранной модели ЗУ

$U_{\text{АКБ}}, \text{В}$	12/24
$U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	380
Макс. емк АКБ, Ач	350
$I_{\text{зар}}, \text{А}$	2,5 – 30

Произведен обзор моделей инверторов, в результате которого выбран инвертор марки «Штиль» модели PS 200/700С-Р-2 (рис.7 (а)). Характеристики выбранного инвертора представлены в таблице 4.

Таблица 4.

#### Характеристики инвертора

$P_{\text{ном}}, \text{кВт}$	20
Ном. $U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	380
Ном. $U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$	380
Ном. Вых. частота, Гц	50
Диапазон $U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	230-400 В

Достоинства выбранного инвертора: простота и надежность конструкции, невысокая стоимость.

Произведен обзор выпрямителей, в результате, которого была выбрана модификация выпрямителя с фильтром модели В-ОПЕ-У11 (рис. 7, б).



Рис. 7. Внешний вид инвертора и выпрямителя

Характеристики выпрямителя приведены в таблице 5.

Таблица 5.

**Характеристики выбранного выпрямителя**

$P_{\text{вых. ном, кВт}}$	20
$I_{\text{выпр. ном, А}}$	130-140
$U_{\text{выпр. ном, В}}$	380
КПД, %	90

На основе обзора фотоэлектрических панелей, выбраны фотоэлектрические панели марки Nice SYP (рис. 8).

Достоинства выбранных фотоэлектрических панелей: срок эксплуатации более 20-25 лет, отсутствие необходимости в регулярном обслуживании, экологически чистая работа, удобство установки даже в отдаленных труднодоступных местах, модульная компоновка; возможность интеграции с обычными электрическими сетями.

Характеристики панели Nice SYP представлены в таблице 6.



Рис. 8. Вид фотоэлектрической панели

**Характеристики фотоэлектрической панели**

Макс. мощн, Вт	200
Тип кремния	Поликрист.
$U_{\max}$ системы, В	715
Рабочая площадь, м <sup>2</sup>	~250
Кол-во панелей	100

**Заключение.** Разработана функциональная схема ветроэнергетической установки с резервными источниками питания посредством фотоэлектрической установки и аккумуляторной батареи, синтезирован алгоритм работы системы. Приведена математическая структура ВЭУ. Выбраны все элементы и блоки для разработанной системы. Отличительной особенностью разработанной схемы ВЭУ является включение в цепь двух резервных источников электроэнергии в виде ФЭУ и АКБ.

**Литература:**

1. Полуянович Н.К. Лекции по энергетической электронике. Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000.
2. Полуянович Н.К. Силовая электроника. Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. 209с.
3. Полуянович Н.К. Монтаж, наладка, эксплуатация и ремонт систем электрооборудования промышленных предприятий. СПб.: 2017.
4. Костюков В.А., Полуянович Н.К. Разработка теории и методов повышения эффективности ветроэнергетической установки. В сборнике: Наука и образование на рубеже тысячелетий. Сборник НИР. Кисловодск: Изд-во КГТИ, 2017. С. 102-108.
5. Костюков В.А., Медведев М.Ю., Маевский А.Н., Полуянович Н.К., Савченко В.В. Исследование перспективной ветроэнергетической установки с типом компоновки «ротор в раструбе» // Вестник ДГТУ. 2017. Т. 17. № 1 (88). С. 85-91.
6. Костюков В.А., Медведев М.Ю., Маевский А.Н., Полуянович Н.К., Савченко В.В. Оптимизация форм геометрии раструба ветроэнергетической установки типа «ротор в раструбе» // Вестник ДГТУ, 2017. 4(91). С. 61-68.
7. Костюков В.А., Маевский А.М., Полуянович Н.К. Метод регулирования частоты вращения ротора ветроэнергетической установки за счет управления изменяемыми элементами геометрии. В сб. Фёдоровские чтения – 2016. XLVI Международная научно-практическая конференция с элементами научной школы (Москва, 16–18 ноября 2016 г.) / Под общ. ред. Б.И. Кудрина, Ю.В. Матюниной. 2016. С.255-263.
8. Костюков В.А., Медведев М.Ю., Маевский А.М., Полуянович Н.К. Энергоэффективная адаптивная система управления ветроэнергетической установкой с изменяемой геометрией. В сб. Технологии разработки информационных систем. ТРИС-2016. Материалы конференции: в 2-х томах. 2016. С.191-199.

## ИНДУКТИВНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ МАЛЫХ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

**Рассоха Д.П.,**

доц. каф. ЭиМ ЮФУ

dprassoha@sfnedu.ru

**Тибейко И.А.,**

доц. каф. ЭиМ ЮФУ

***Аннотация.** Индуктивный преобразователь малых линейных перемещений с частотным выходом обеспечивает повышение чувствительности и линейности характеристики преобразования, а также упрощение схемы и конструкции индуктивного преобразователя.*

***Ключевые слова:** система телеконтроля, частотный индуктивный датчик индуктивный, магнитопровод, преобразователь малых линейных перемещений*

**Введение.** Предлагаемое в работе устройство относится к области телеконтроля в нефтяной промышленности и может быть применено для телеизмерения усилий в полированном штоке нефтедобывающего станка с частотным выходом.

Известен частотный индуктивный магнитоупругий датчик усилий, выполненный с контурной обмоткой транзисторного LR- генератора, насаженной на магнитопровод из сплошной стали, на который воздействует контролируемое усилие, изменяющее вследствие магнитоупругого эффекта магнитную проницаемость сплошной стали, вызывающее изменение величины индуктивности контурной обмотки, что изменяет основной признак выходного сигнала – частоту [1].

Основной недостаток противопоставленного датчика объясняется тем, что магнитоупругий гистерезис вызывает изменение магнитной проницаемости магнитопровода по разным кривым при возрастании и уменьшении механических усилий в магнитопроводе, что особенно отрицательно сказывается на точности измерений при наличии разнохарактерных изменений усилий в штоке скважин, в несколько раз меньших основного усилия по величине и в несколько раз превышающих его по частоте, и что, как правило, всегда имеет место.

Известен датчик, перемещенный с частотным выходом, содер-



жащий первичный дифференциально - трансформаторный преобразователь, интегратор, блок сравнения с первым входом, подключенным к выходу интегратора, а также включенный между блоком сравнения и трансформаторным преобразователем, линейный преобразователь напряжения в ток, при этом интегратор выполнен с двумя интегрирующимися и одним не инвертирующимся входами, причем первый вход подключен к выходу преобразователя напряжения в ток, второй - к одному из концов вторичной обмотки преобразователя, третий - к средней точке этой обмотки, а второй вход блока сравнения – к второму входу интегратора. (А.с.№1155842, G01B 7/00, Б.И.№18,1985). К недостаткам датчика перемещений по а.с. №1155842 следует отнести: сложность и многоэлементность схемы, затрудняющую его использование в системах с большим числом объектов телеконтроля, требующих установки на каждом объекте по датчику.

Известен также дифференциальный индуктивный преобразователь перемещений, состоящий из двух LC- автогенераторов, двух ферромагнитных сердечников с катушками индуктивности, каждая из которых состоит из последовательно включенных обмоток контурной и обратной связи, подключенных к входам автогенераторов, блока обработки сигналов, подключенного к выходам автогенераторов, причем, с целью расширения крутизны преобразования, преобразователь снабжен двумя RC- цепочками с переменным резисторами, включенными последовательно с обмотками обратной связи. (А.с.№10255996, G01B 7/00, Б.И.№24,1983).

**Постановка задачи.** К основным недостаткам противопоставленного преобразователя следует отнести необходимость в удвоенном числе LC - генераторов, а также наличие подстраивающих резисторов, что в силу сравнительно сложных условий работы преобразователя на объекте телеконтроля, находящемся в состоянии непрерывной разночастотной вибрации, в условиях изменяющейся погоды и температуры, может привести к снижению точности подстройки каждого из двух генераторов, т.е. к снижению точности и надежности работы преобразователя в целом.

Целью предлагаемого устройства является повышение чувствительности и линейности характеристики преобразования, а также упрощение схемы и конструкции индуктивного преобразователя малых линейных перемещений с частотным выходом.

**Решение задачи.** Поставленная цель достигается тем, что предлагаемый индуктивный преобразователь малых линейных перемещений с частотным выходом, используя как задающий элемент LC-генератора переменную индуктивность, приращения величины которой пропорциональны квадрату приращений контролируемой величины. Это реализуется выполнением магнитопровода в квадратной внешней форме из Ш-образных пластин с поочередно укороченными на соответствующую длину крайними полосками пластин; протискиванием через пару каркасов средних полосок пластин, двусторонне срезанных в собственном конце на определенные части длины и ширины, а затем скошенных под углом  $45^0$  к геометрической оси магнитопровода. В результате срезов и сбора пластин образуется пара полюсных наконечников средних стержней с рабочим воздушным зазором, перпендикулярным растягивающееся от внешних воздействий диагонали магнитопровода. Причем полюсные наконечники средних стержней (не превосходящие в 3-4 раза минимального воздушного зазора) охвачены разомкнутыми экранирующими скобками, выполненными из немагнитного металла повышенной электропроводности. На каркасах, расположенных на средних стержнях, размещены катушки индуктивности, состоящие из обмоток контурной, обратной связи и выходной, при этом магнитопровод одной парой углов скреплен с растягивающимися от внешних воздействий концами измерительных штоков, а другой парой – с двумя опорами, выполненными из коротких отрезков швеллера и скрепленными с одной стороны с магнитопроводом, а с другой – с плоской основой, выполненной в прямоугольной форме из стального листа повышенной толщины. При этом скрепление осуществлено стандартными винтами и гайками и нестандартными, выполненными из отрезков боковых участков швеллера, т.е. скошенными в поперечном направлении, шайбами.

На рис. 1 представлена принципиальная схема задающего элемента преобразователя – трансформаторного LC-генератора с зависимой от контролируемой величины индуктивностью, а следовательно, с частотой выходного сигнала, а на рисунке 2 – конструкция магнитопровода с катушкой индуктивности, экранирующими скобками и отверстиями для закрепления скоб.

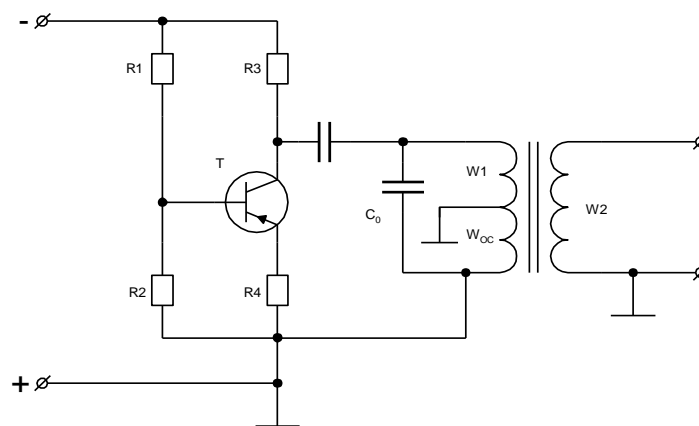


Рис. 1. Принципиальная схема задающего элемента

По одной из известных схем собирается LC-генератор на транзисторе Т (рис. 1) с зависимой от контролируемой величины индуктивностью, содержащий контурную W1, обратной связи W0C и выходную W2 обмотки. В качестве задающего элемента LC-генератора используется индуктивность с обмотками контурной, обратной связи и выходной. При этом индуктивность, выполняется, как описано выше, с приращениями, обратно пропорциональными квадрату приращений контролируемой величины.

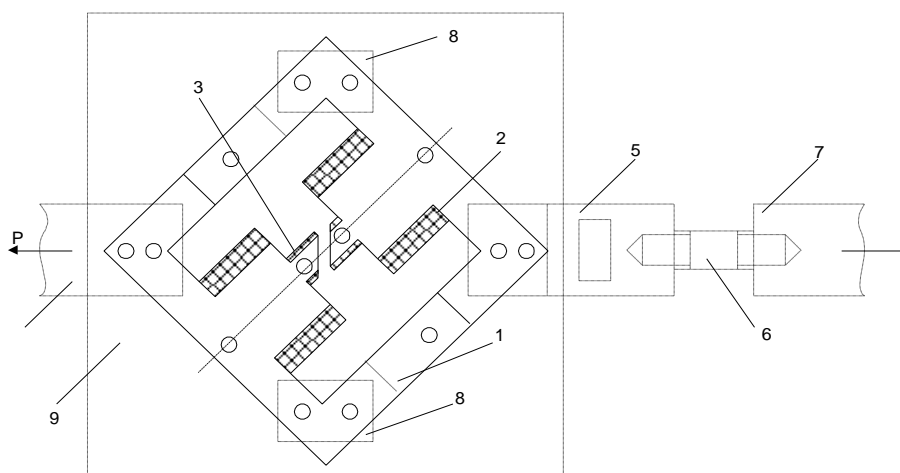


Рис. 2. Конструкция магнитопровода

Для повышения надежности сохранения магнитопровода 1 (рис. 2) в рабочем состоянии его ярма и крайние стержни сверху и снизу защищены целыми скрепляющими рамками, отштампованными из стальных листов повышенной толщины (1,5-2 мм) и имеющих по диагонали, совпадающий по направлению с внешней воздействующей силой, прямые углы по другой диагонали- углы сглаженные до четверти окружностей, радиус наружной из которых принят равным ширине ярма, а радиус внутренней – в два раза меньше. Вышеупомянутые рамки крепятся к магнитопроводу 1 по-

средством соответствующих винтов и гаек, а магнитопровод 1 прямыми углами скрепляется с концами штоков круглого сечения: первого измерительного 4 и короткого соединительного 5, соединяющихся с магнитопроводом 1 торцевыми прямоугольными пазами также посредством винтов и гаек.

Короткий соединительный шток 5 посредством регулировочного штока 6, имеющего на концах противоположно направляющую резьбу, крепится со вторым измерительным штоком 7 (регулирующий шток 6 ввинчивается в гнезда с противоположно направленной резьбой соединительного и второго измерительного 7 штоков). Второй конец измерительного штока 7 по аналогии с измерительным штоком 4 закрепляется на верхней полке балансира струбиной.

**Заключение.** При полной разгрузке станка-качалки закрепленный на верхней полке балансира индуктивный преобразователь вращением регулировочного штока 6 настраивается на определенную начальную частоту  $\omega_0$ , после чего регулировочный шток фиксируется соответствующими гайками на штоке в начальном рабочем положении. При этом рабочий воздушный зазор датчика минимален. При работе станка-качалки происходит растяжение верхних полок балансира, пропорциональное усилиям в полированном штоке станка, контролируемом предлагаемым преобразователем. Это приводит к пропорциональным как увеличению рабочего воздушного зазора б, так и уменьшению его площади, а это в свою очередь приводит к квадратному уменьшению индуктивности, входящей в LC-контур транзисторного генератора частоты, т.е. к пропорциональному возрастанию основного признака выходного сигнала — частоты.

#### Литература:

1. Алиев Т.М. и др. Новые системы телединамометрирования глубинных насосов в нефтедобыче. М.: ВНИИОЭНГ, 1967.
2. В записную книжку инженера // Современные технологии автоматизации. 2004. № 2. [www.cta.ru](http://www.cta.ru).
3. Глушань В.М., Полуянович Н.К. Теория электрических цепей и сигналов. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000.
4. Рассоха Д.П., Полуянович Н.К. Моделирование отдельных типов систем электроснабжения. В сб. Новые информационные технологии в электротехническом образовании. Материалы конференции (НИТЭ-2003). 2003. С.121-125
5. Полуянович Н.К., Тибейко И.А. Эксплуатация и ремонт систем электро-

- снабжения промышленных предприятий. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2014.
6. Рассоха Д.П., Полуянович Н.К. Моделирование энергетических систем. В сборнике: Математические модели физических процессов материалы 12-й Международной конференции. Таганрог: Изд-во ТГПИ, 2007. С.240-246
  7. Полуянович Н.К., Рассоха Д.П., Бурьков Д.В. Компьютерный лабораторный практикум, как средство организации эвристической учебной деятельности учащихся в дистанционном обучении. В сб. Практика и перспективы развития партнерства в сфере высшей школы. Материалы седьмого международного научно-практического семинара. Известия ТРТУ–ДонНТУ, 2006. С.151-156.

УДК 621.311.24

## РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ЭНЕРГОПИТАНИЯ «УМНОГО ДОМА»

**Пивнев В.В.,**

доцент

pivnev@sfedu.ru

**Севастьянов Н.Д.,**

студент

***Аннотация.** В статье приведено описание структурной схемы системы энергоснабжения «Умного дома», выполнен выбор фотоэлектрических устройств, разработана схема электрическая принципиальная преобразовательной части системы «Умный дом», разработан макет системы энергоснабжения.*

***Ключевые слова:** умный дом, энергоснабжение, солнечные панели*

**Введение.** Концепция системы «Умный дом» предполагает новый подход к организации жизнедеятельности в доме, для которого создается единая автоматизированная система управления. Эта система призвана значительно увеличить эффективность функционирования и надежность управления всех систем жизнеобеспечения. «Умный дом» (УД) – это сбережение и снижение расходов. Распределение нагрузки по времени суток и прочим факторам позволяет добиться многократного снижения затрат на коммунальные и прочие услуги. Целью работы является увеличение автономности работы проекта с помощью фотоэлектрической системы. Практиче-

ская ценность работы заключается в разработке и создании оптимального метода энергоснабжения системы автоматизации в жилом доме, обеспечивающей наименьшие затраты на реализацию проекта и эксплуатацию дома, но обеспечивающую максимальный комфорт при использовании, с дальнейшей возможностью расширения.

**Обзор и выбор структурной схемы системы «Умный дом».** Несмотря на огромное разнообразие различных систем, позволяющих реализовать функции «умного дома», единого стандарта для построения данных систем не существует до настоящего времени. Поэтому было принято решение о создании собственной системы управления с использованием широко распространенных видов интерфейсов и протоколов. Это позволит получить полную независимость от стороннего разработчика и в будущем модернизировать систему исходя из запросов и потребностей. Структурная схема разработанной системы умного дома, управляемого посредством микроконтроллера ATmega328, приведена на рис. 1.

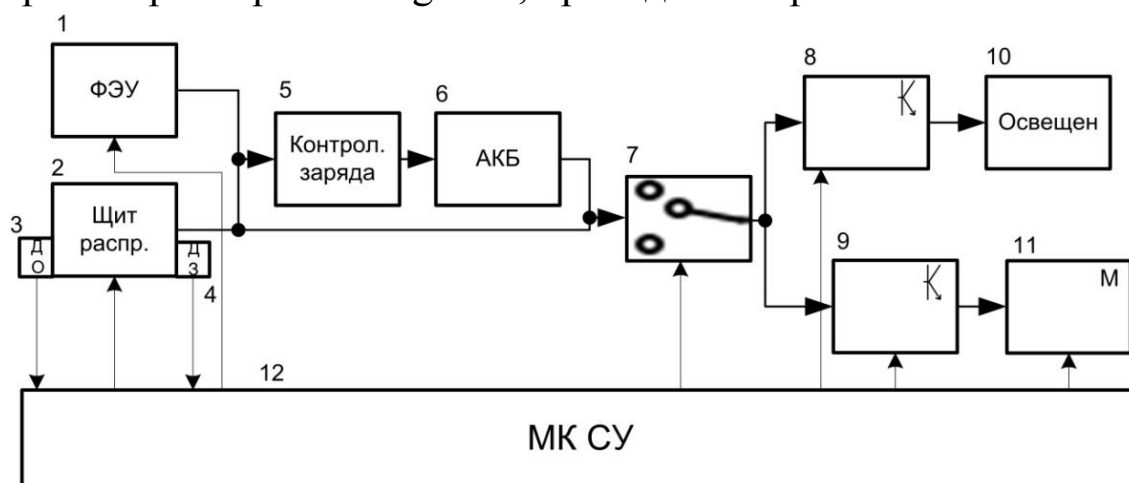


Рис. 1. Структурная схема системы с ФЭУ

В предложенной схеме источниками электроэнергии являются блоки 1 (фотоэлектрические устройства - ФЭУ) и 2 (Щит распределительный). Блок датчиков состоит: из датчика освещенности 3 и датчика звука 4. Контроллер заряда 5 заряжает аккумуляторные батареи 6. Основываясь на показаниях датчиков 3 и 4, микроконтроллер 12 определяет положение ключа 7, запитывая исполнительные устройства системы либо от аккумуляторной батареи (АКБ) через соответствующие преобразователи, либо от общей энергосети напрямую. Далее драйверы 8 и 9 определяют характер работы исполнительных устройств 10 (освещения) и 11 (двигателя). Рассмотренная схема является оптимальным структурным решением для обеспечения надежности работы системы «Умный дом» путем вво-

да альтернативного источника питания.

**Выбор ФЭУ для микроконтроллерной системы управления (МК СУ) энергоснабжения УД.** Компонентом, являющимся основой проекта, является солнечная панель. Для удобства использования, покупки и пайки рассматривались панели, с номинальным единичным напряжением 0,5 В, так как панель такого типа сравнительно дешевы и могут спаиваться в любые необходимые комбинации.

Солнечные панели могут быть:

- монокристаллическими;
- поликристаллическими;
- аморфными.

В результате проведенного анализа, сделан выбор в пользу поликристаллических панелей производителя Aoshike, характеристики которых приведены в таблице 1.

Таблица 1.

Характеристики солнечной панели

Максимальная мощность, Вт	0,252-0,253
Максимальный ток, А	0,487
Максимальное напряжение, В	0,518
Ток короткого замыкания, А	0,532
Напряжение холостого хода, В	0,564
Эффективность преобразования, %	17,4
Размеры, мм	L * W = 52 * 26
Толщина, мм	0,25

Солнечные панели были выбраны ввиду их практичности, дешевизны, доступности и удобства эксплуатации из-за небольших размеров.

**Макет системы УД.** Система управления макета реализована с использованием микроконтроллерной платы Arduino UNO. Используемые солнечные панели должны вырабатывать постоянное напряжение от 5 до 12 В для корректной работы микроконтроллерной платы Arduino UNO. Такое напряжение можно обеспечить, если использовать несколько солнечных панелей. Как правило номинальное напряжение одной солнечной панели равно 0,5 В, тогда для достижения разности потенциалов в 6 В необходимо последовательно соединить 12 панелей, как показано на рис. 2.

Важным моментом в работе системы энергоснабжения является преобразование и хранение энергии. На рис. 3 представлена принципиальная схема такой системы. Энергия, поступающая от ФЭУ, не только расходуется на работу, но и накапливается на АКБ, придавая данному схемному решению автономность и стабильность.

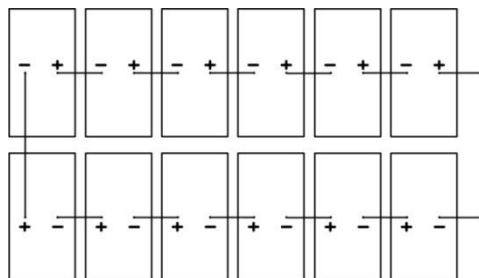


Рис. 2. Схема соединения солнечных панелей

В разработанной схеме используется 12 солнечных панелей, соединенных последовательно. Такой способ подключения позволяет получить на выходе 4,5 В при средней освещенности. Связка панелей подает вырабатываемое напряжение на модуль для зарядки АКБ. Блок питания обеспечивает необходимым напряжением микроконтроллер ATmega328 (рис. 4).

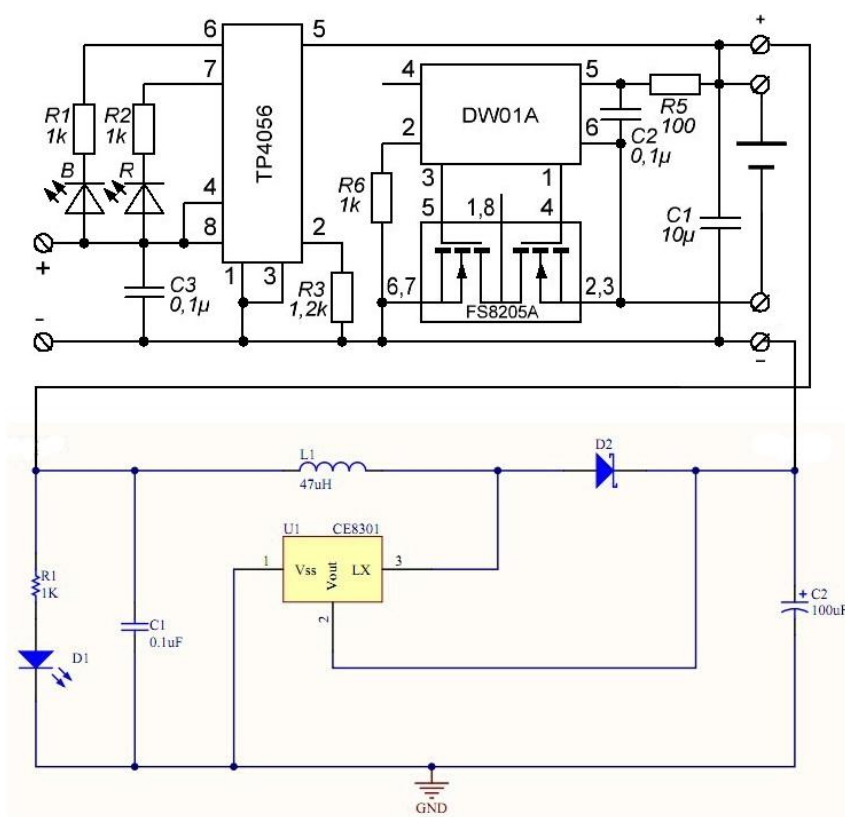


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная преобразовательной части макета УД



В соответствии с выбранной схемой был изготовлен макет, способный осуществить бесперебойное энергопитание системы «Умный дом» на основе микроконтроллера ATmega328. Проведено испытание работы макета. В дальнейшем планируется разработка схемы подключения солнечных панелей, с использованием повышающих и понижающих преобразователей, для повышения КПД системы и надежности работы установки.

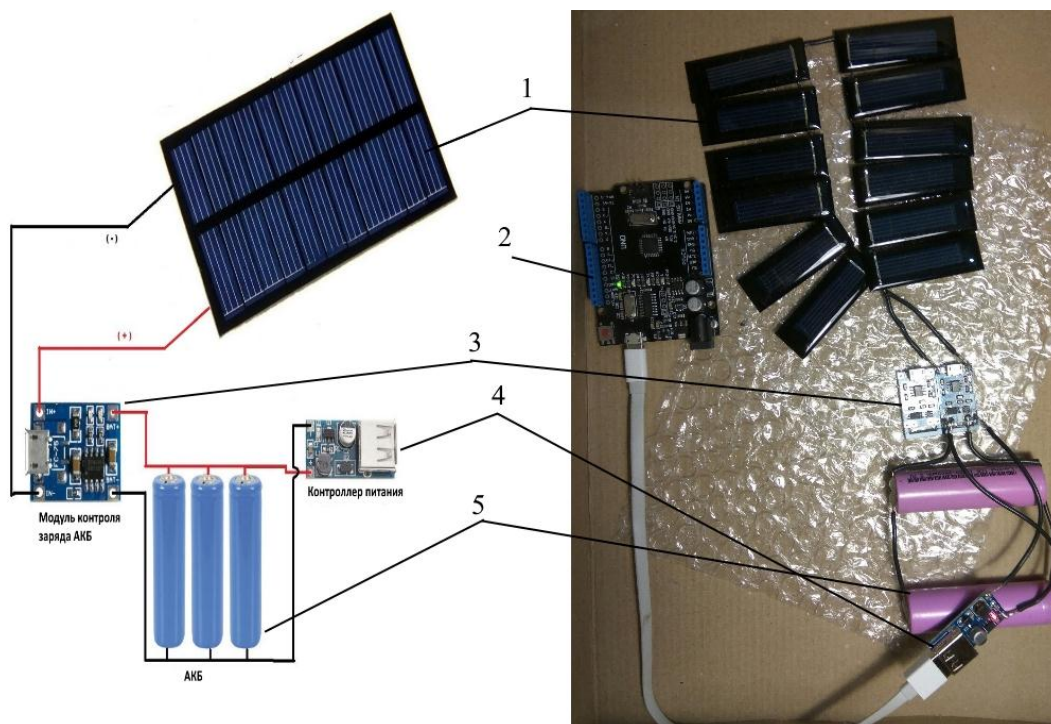


Рис. 4. Макет системы энергоснабжения УД: 1- солнечные панели; 2- микроконтроллер Arduino; 3- модуль контроля заряда АКБ; 4- Контроллер питания; 5- аккумуляторные батареи.

**Заключение.** С развитием науки и технологий система «Умный дом» становится все более актуальной и востребованной. Несмотря на всю востребованность данной системы, все еще имеет место проблема выбора наиболее оптимальных схемных решений. В рамках проведенной работы предложен один из вариантов схемы системы УД и его энергоснабжения.

Конкретная модель фотоэлектрических панелей была выбрана с учетом её практичности, дешевизны, доступности и удобства эксплуатации из-за небольших габаритов. Разработана схема соединения солнечных панелей.

Для корректной работы микроконтроллера Arduino UNO солнечные панели должны вырабатывать постоянное напряжение от 5 В до 12 В. Для обеспечения данного напряжения в схему были добав-

лены аккумуляторные батареи. В разработанной схеме элементы соединяются последовательно, выдавая общее напряжение 6 В.

Разработанное схемное решение было реализовано в форме рабочего макета. Улучшить разработанную схему можно добавлением дополнительных альтернативных источников питания, а также блоков преобразования напряжения до значений, принятых в жилых помещениях.

### Литература

1. Полуянович Н.К. Лекции по энергетической электронике. Учебное пособие. Таганрог: Из-во ТРТУ, 2000. 106 с.
2. Полуянович Н.К. Монтаж, наладка, эксплуатация и ремонт электрооборудования и систем электроснабжения промышленных предприятий. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2007. 280 с.;
3. Образовательный проект Занимательная робототехника [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://edurobots.ru> (доступ свободный) – Заглавие с экрана.
4. Образовательный проект Цифровая электроника, вычислительная техника, встраиваемые системы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://digitrode.ru>.
5. Буланович Д.В., Севастьянов Н.Д., Полуянович Н.К. Разработка схемы ветроэнергетической установки с вертикальной осью вращения. Проблемы автоматизации. Региональное управление. Связь и автоматика (ПАРУСА-2017). Сборник трудов VI Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов / Редакционная коллегия: О.А. Фоменко, С.В. Кирильчик, А.Я. Номерчук. Ростов-на-Дону-Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2017. С. 219-225.
6. Буланович Д.В., Полуянович Н.К. Выбор оптимальной системы управления для ветроэлектрической установки. Проблемы автоматизации. Региональное управление. Связь и автоматика (ПАРУСА-2017). Сборник трудов VI Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов / Редакционная коллегия: О. А. Фоменко, С. В. Кирильчик, А. Я. Номерчук. Ростов-на-Дону-Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2017. С.104-107.
7. Костюков В.А., Маевский А.М., Полуянович Н.К., Дубяго М.Н. Разработка теории и методов повышения эффективности аэродинамической мощности ветроэнергетической установки с изменяемой геометрией. Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций «РТ-2017». Материалы 13-й международной молодежной научно-технической конференции / Под ред. А.А. Савочкина. Севастополь: Изд-во СГУ. 2017. С. 179.
8. Kostjukov V.A., Maevskiy A.M., Poluyanovich N.K., Dubyago M.N. Adaptive mechatronic control system of wind-driven power-plant with variable geometry. International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM. 2017. С. 460-464.

## СОРТИРОВКА ПРЕДМЕТОВ ПРОМЫШЛЕННЫМ МАНИПУЛЯТОРОМ KAWASAKI

*Лазарев В.С.,*  
ассистент ЮФУ  
vlazarev@sfedu.ru  
*Хворост В.И.,*  
студент ЮФУ

***Аннотация.** В работе представлено решение задачи сортировки предметов с помощью промышленного манипулятора Kawasaki FS03N. Задача была декомпозирована на несколько подзадач. Описан объект управления, выбраны технические решения для реализации каждой подзадачи.*

***Ключевые слова:** промышленные манипуляторы, Arduino, Kawasaki, задача распознавания.*

**Введение.** Промышленные манипуляторы – это системы, предназначенные для автоматизации ручного труда на производстве. Они применяются при необходимости перемещения тяжелых грузов, а также в тех случаях, когда нужно точное позиционирование груза в пространстве.

Манипуляторы позволяют минимизировать риск производственных травм и профессиональных заболеваний опорно-двигательного аппарата рабочих и значительно увеличить производительность труда, как на отдельных участках, так и на производстве в целом [1].

**Постановка задачи.** Под задачей сортировки понимается поиск, обнаружение предмета роботом-манипулятором, последующий захват и перенос этого предмета.

Данная задача может быть разбита на следующие подзадачи:

- Следование по определенной траектории.
- Выбор способа обнаружения требуемого предмета (задача распознавания).
- Передача информации о положении предмета между манипуляторами (задача обеспечения группового взаимодействия роботов).
- Выбор способа захвата предмета.

**Описание объекта управления.** В качестве объекта управления будут использованы роботы Kawasaki FS03N (рис.1). Они имеют сравнительно небольшие габариты, 6 степеней свободы и грузоподъемность в 3 кг (рис. 2).



Рис. 1. Внешний вид манипулятора

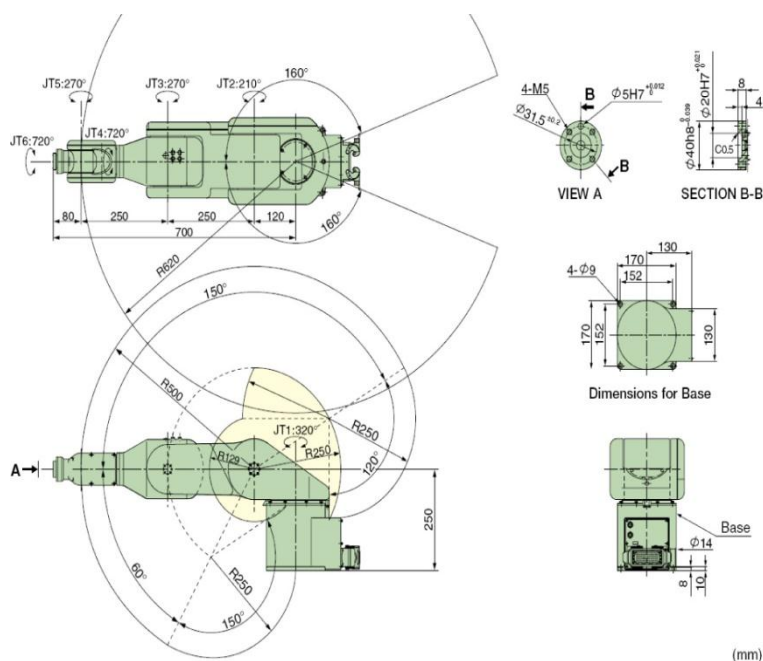


Рис. 2. Степени свободы манипулятора

**Основные этапы исследования.** Реализация первой же подзадачи немыслима без исследования математической модели манипуляторов в целом [2] и данного, в частности [3]. Общая постановка

первой подзадачи сформулирована в работе [4], второй в [5] и третьей в [6] Постановка четвертой подзадачи дана в работе [7].

Каждая подзадача, перечисленная ранее, решается с помощью соответствующих технических средств. Для обнаружения перемещаемых предметов будет использоваться ультразвуковой датчик расстояния HC-SR04 [8]. Он имеет диапазон измерения расстояний от 2 до 400 см. с шагом 0,3 см, а также малый угол направленности измерения. Это дает возможность определения предметов небольшого размера

В качестве устройства захвата будет использоваться электромагнит, который способен удерживать предмет весом до 2,5 кг. Так как предполагается использовать электромагнит, то перемещаемые предметы будут помещаться в железный ящик кубической формы.

Для перемещения ультразвукового датчик и электромагнита будет использоваться плата arduino pro micro, с микроконтроллером ATmega32U4. Последний снабжен преобразователем  $usb \leftrightarrow uart$ , благодаря чему, при подключении к ПК не требуются драйвера. Компьютер робота распознает Arduino Pro Micro ATmega32U4 как HID устройство (например, клавиатура, мышь или джойстик).

**Решение задачи.** На данный момент реализована только подзадача перемещения датчика по контуру предмета (рис. 3).

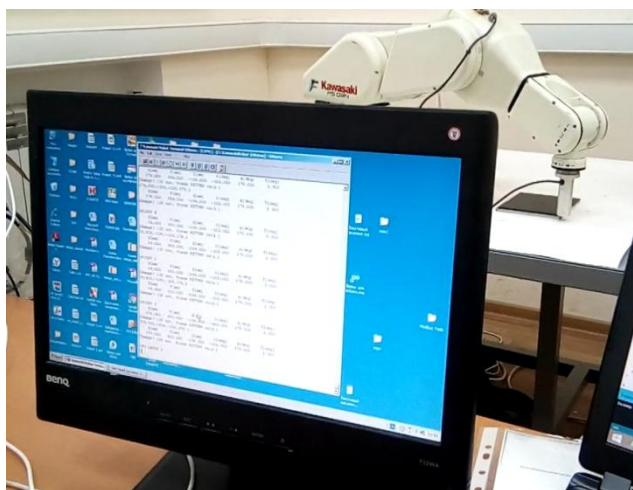


Рис. 3. Следование по контуру предмета

На рис. 3 видно, что манипулятор, управляемый с помощью arduino pro micro осуществляет перемещение датчика по траектории, соответствующей контуру конверта от компакт-диска.

Предлагаемый алгоритм решения задачи сортировки показан на рис. 4.

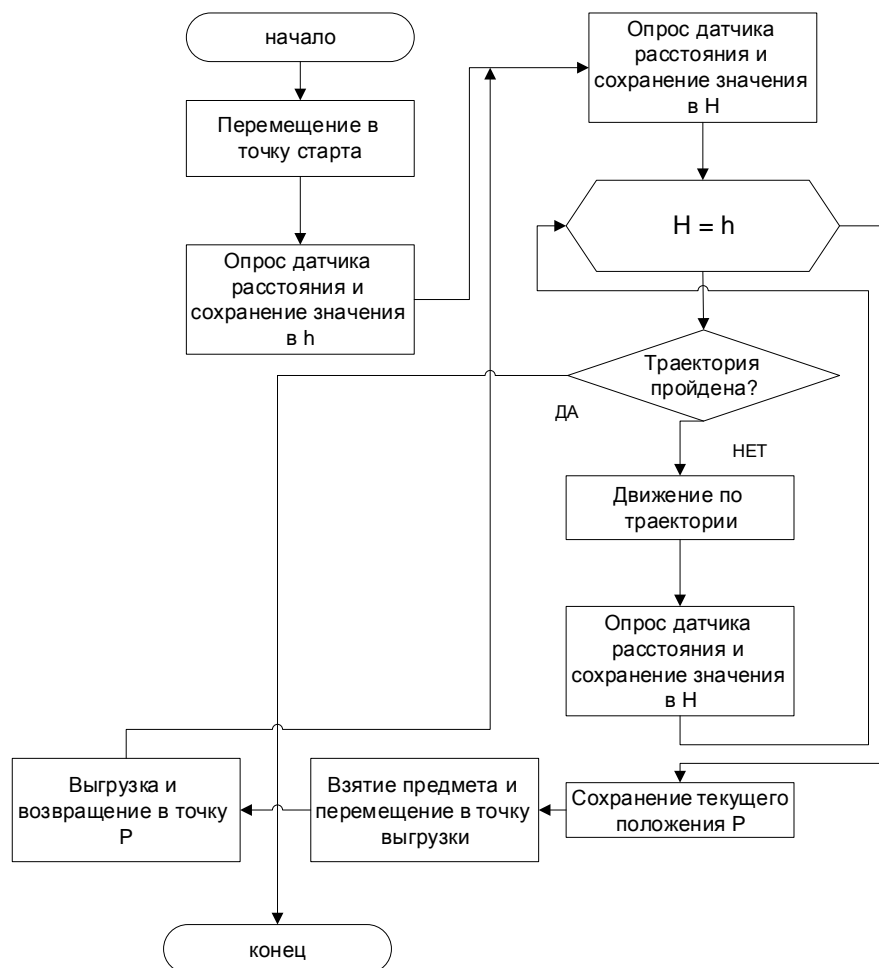


Рис. 4. Алгоритм решения задачи сортировки

**Заключение.** В работе предложено решение задачи сортировки предметов с применением промышленного манипулятора Kawasaki. Задача была декомпозирована на несколько подзадач. На данный момент успешно реализована только первая подзадача, для решения которой применяется плата arduino pro micro запрограммированная авторами данной работы. Данная плата будет также являться ключевым компонентом для решения остальных подзадач сортировки. Данная реализация имеет экономическую эффективность: новый контроллер Kawasaki, позволяющий решать данные задачи, имеет стоимость, превышающую стоимость разработки почти в 1000 раз.

### Литература

1. Промышленные роботы манипуляторы. <http://zewerok.ru/manipulyatory/> (Дата обращения 08.11.2018)
2. Пшихопов В.Х. Математические модели манипуляционных роботов: Учебник. М.: Физматлит, 2008. 124 с.
3. Лазарев В.С., Лащев А.А. Идентификация кинематической модели промышленного робота KAWASAKI FS003N. Информационные техноло-

- гии, системный анализ и управление (ИТСАУ-2017): сборник трудов XV Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов, (06-08 декабря 2017 г.) / Южный федеральный университет; редкол.: В.И. Финаев, Е.А. Шестова, А.Е. Титов. Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2017, Т.1, с.220-223.
4. Шариков Н.В. Моделирование управляемого движения манипулятора // Известия ТулГУ. Технические науки. 2013. № 9-1. С.193-201.
  5. Яо Ду, Цзиву Ван, Вэньшэн Сюй, Сугишака Масанори. Исследование позиционирования цели для всенаправленного мобильного манипулятора с 3 степенями свободы на основе машинного зрения // Интеллектуальные технологии на транспорте. 2017. № 3. С. 39-44.
  6. Евтеева Е.В. Применение мехатронных средств в промышленности//Вестник Волжского университета им. В.Н. Татищева. 2011. №17. С.78-85.
  7. Полетайкин В. Ф. Моделирование режима подъема груза поворотного лесопогрузчика с комбинированным манипулятором // Вестник КрасГАУ. 2012. №12. С.142-148.
  8. Могильный С.Б., Цымбал В.О. Разработка системы управления роботизированной платформой с ультразвуковым радаром hc-sr04 // Вісник Національного технічного університету України Київський політехнічний інститут. Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2017. №68. С.43-47.

УДК 621.315

## **КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ СТАЦИОНАРНЫХ И МОБИЛЬНЫХ ПЛАТФОРМ НА БАЗЕ ВИХРЕВЫХ ВЕТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

**Костюков В.А.,**  
доц. каф ЭиМ ЮФУ  
**Маевский А.М.,**  
аспирант каф. ЭиМ ЮФУ  
**Полуянович Н.К.**  
доц. каф ЭиМ ЮФУ

***Аннотация.** Рассматривается концепция и методика разработки комплексной силовой энергетической установки (КСЭУ) на базе вертикально-осевой вихревой ветроэнергетической установки (ВВЭУ). Сравнительная характеристика вертикально-осевых ВЭУ с разрабатываемой ВВЭУ. Разработана комплексная силовая энергетическая установка (КСЭУ) на базе возобновляемых источников энергии. В разрабатываемой ВЭУ предлагается*



использовать аэродинамический тормоз за счет управляемого вытягивания ротора вверх, уменьшения ометаемой ветром поверхности ротора с возможностью её полного обнуления.

**Ключевые слова.** Вихревая ветроэнергетическая установка, аэродинамика.

**Введение.** Актуальность работы заключается в потребности повышения мощности ВЭУ без роста шумовых воздействий. Работа ВВЭУ основана на принципе полезной аэродинамической интерференции между статической и роторной частями установки [5], а также использовании лопастей ротора специальной формы, эффективно воспринимающих как горизонтальные, так и вертикальные восходящие потоки. Вихрь, возникающий в результате вращения ротора, концентрируется внутри диффузора и над его верхней частью. Образованные области пониженного давления вызывают эффект дополнительной тяги, что увеличивает момент вращения ротора. Возникающая при этом над ним вихревая структура дополнительно подпитывается энергией ротор, находясь с ним в динамическом равновесии (рис. 1).

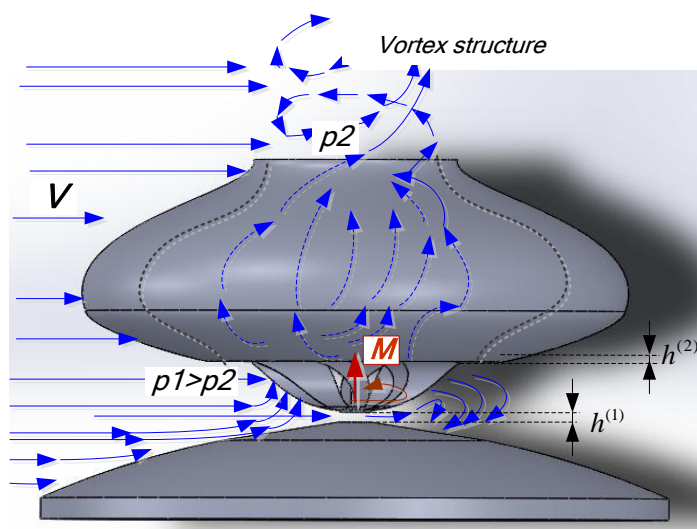


Рис. 1. Структура движения потока в окрестностях профиля

Предложена модернизация рассмотренной конструкции, позволявшая обеспечить повышение мощности ВЭУ на 30%. Было произведено сравнение разработанной ВЭУ с несколькими наиболее распространенными типами вертикально-осевых ВЭУ: а) ротором Савониуса; б) ротором Дарье; в) ротором Дарье типа Н в обтекателе. Здесь также рассматривается схема электрического управления указанной КСЭУ, включающей, в общем случае, разрабатываемую ВЭУ, солнечные панели (СП) и резервный источник энергии - ди-



зельный генератор (ДГ). Особенностью предложенной схемы является наличие управляемых элементов геометрии ВЭУ [1,2], для механической стабилизации частоты вращения ротора, а также для его аэродинамического торможения при больших скоростях ветра.

**Сравнительная характеристика вертикально-осевых ВЭУ с разрабатываемой ВЭУ.** На рисунке 2 приведены 3d-модели разрабатываемой ВЭУ (г) и ВЭУ - аналогов для сравнения (а, б, в). На рисунке 3 представлены распределения давлений в вертикальных плоскостях, проходящих через осевые линии установок, для разрабатываемой ВЭУ (г) и ВЭУ-аналогов для сравнения (а, б, в) при горизонтальном потоке ветра со скоростью  $V = 5 \text{ м/с}$ . Результаты моделирования показывают, что для первых трех ВЭУ градиент давлений ориентирован преимущественно в горизонтальной плоскости, а для четвертого типа значительной также является вертикальная составляющая градиента давления внутри раструба – верхней части статической структуры. Это есть свидетельство эффективно-го использования восходящих потоков, возникающих в соответствии с законом Бернулли, данным типом ротора при полезном интерференционном взаимодействии его со статором.

Модели анализируемых ВЭУ геометрически были приведены к одной и той же ометаемой ветром площади сечения установок, в данном случае к площади разрабатываемого ротора,  $S = 1,56 \text{ м}^2$  (перпендикулярного набегающему потоку).

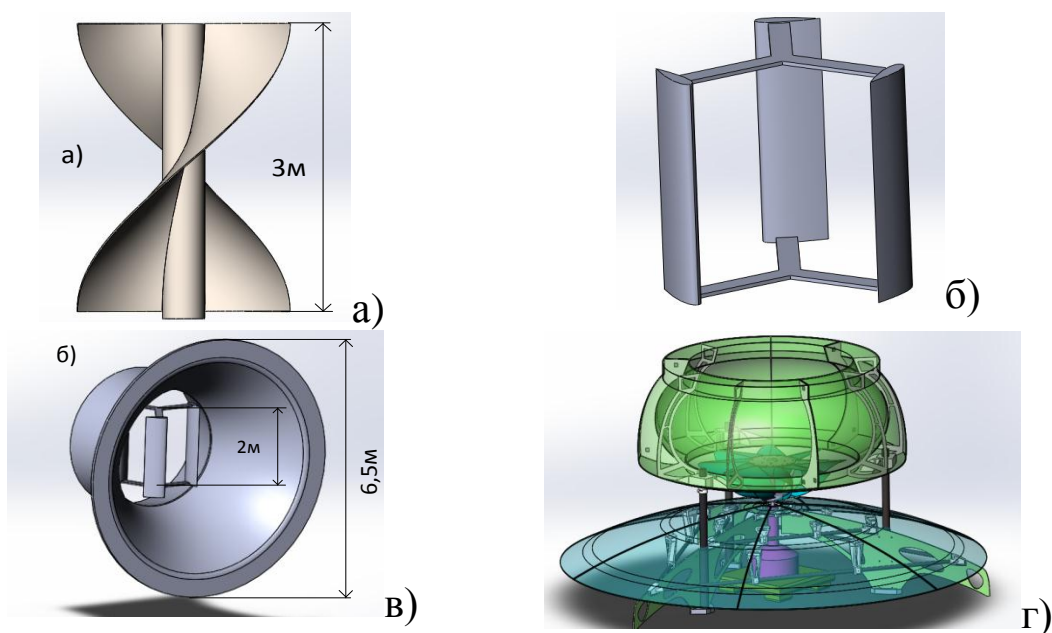


Рис. 2. Геометрии рассматриваемых вертикально-осевых ВЭУ:  
а) ротор Савониуса; б) ротор Дарье; в) ротор Дарье типа Н в обтекателе;  
г) разрабатываемая вихревая ВЭУ

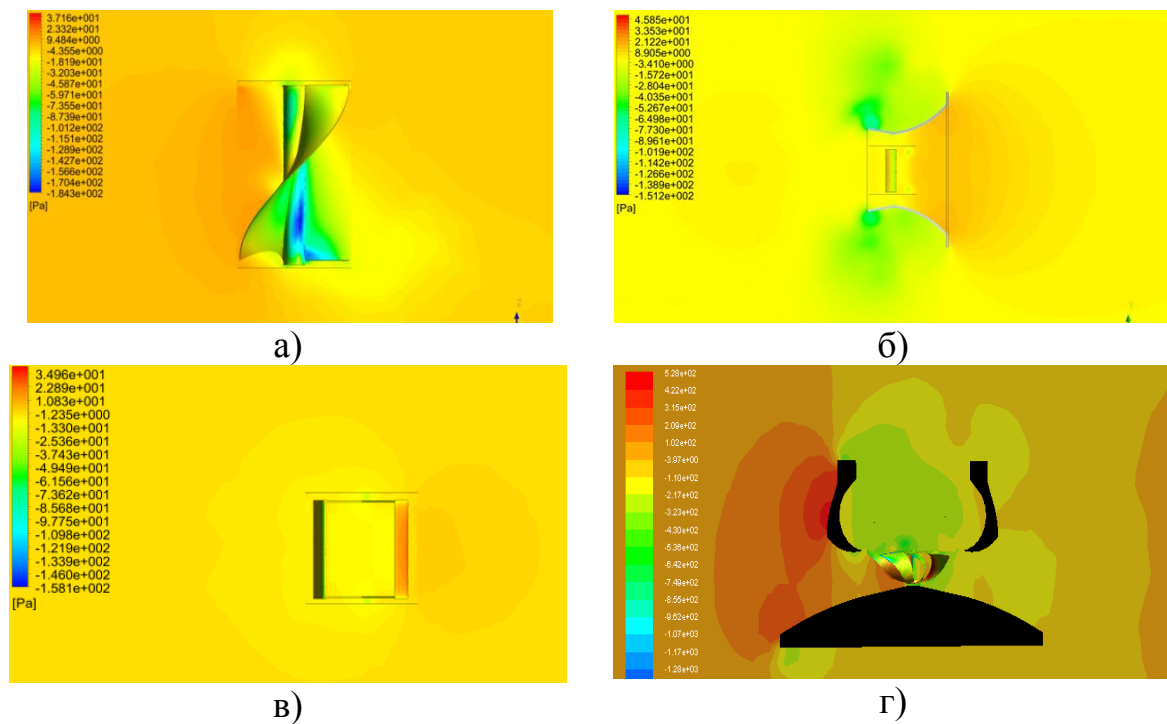


Рис.3. Распределение давления в вертикальной плоскости для рассматриваемых вертикально-осевых ВЭУ: а) ротор Савониуса; б) ротор Дарье; в) ротор Дарье типа Н в обтекателе; г) Вихревая ВЭУ

Зависимости рассматриваемых ВЭУ полезных аэродинамических моментов от скорости потока ветра  $v$  при угловой скорости вращения роторов  $\omega = \omega_0 = 6,28 \text{ rad/s}$  приведены на рис. 4. Эти зависимости позволяют заключить, что разрабатываемая ВВЭУ более чем на 30% превосходит аналоги в диапазоне скоростей  $V$  от 5 до 15 м/с при  $\omega = \omega_0$ , а в диапазоне от 2 до 5 м/с наиболее приемлемым вариантом по мощности является ВЭУ с ротором Савониуса.

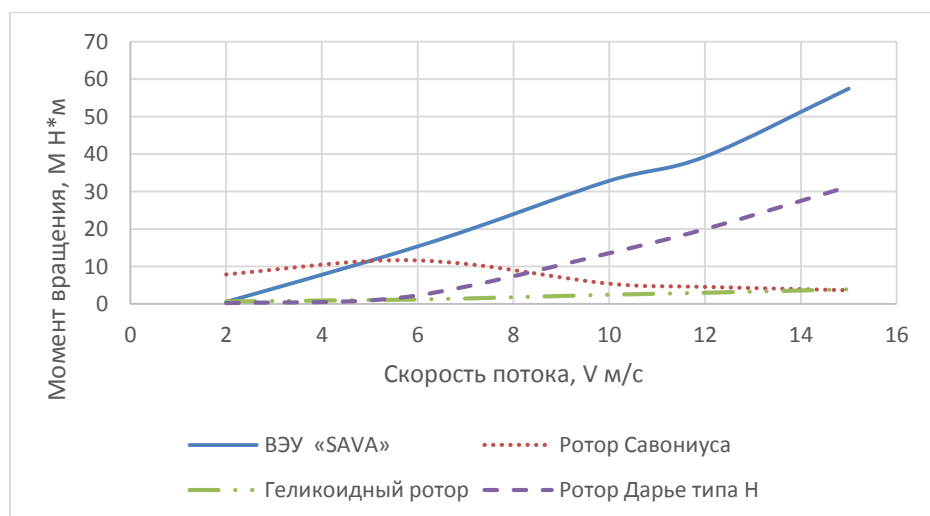


Рис. 4. Зависимости моментов вращения роторов рассматриваемых ВЭУ

**Электромеханическая схема управления КСЭУ.** Как показано в работах [1, 2], использование изменяемых элементов геометрии (ИЭГ) для вертикально-осевых ВЭУ вихревого типа позволяет механически регулировать частоту вращения ротора ВЭУ, что при совместном использовании с обычными методами электрической стабилизации частоты способно значительно повысить эффективность и надежность работы ВЭУ, а также качество вырабатываемой электроэнергии. Поэтому рассмотрим обобщенную структурную электромеханическую схему комплексной силовой энергетической установки, включающей ВЭУ с ИЭГ, блок солнечных панелей и резервный дизельный генератор (ДГ).

Классическая схема ВЭУ (рис. 5), содержит синхронный генератор с постоянными магнитами, фильтр низких частот, выпрямитель, инвертор, контроллер заряда и аккумуляторные батареи (АКБ). Модулю СП соответствует свой контроллер заряда, питающий АКБ; ДГ может подключаться к нагрузке с помощью программно управляемого ключа 2. Когда скорость ветра больше значения  $V_{min}$ , определяющей скоростью запуска ветродвигателя, и меньше  $V_{max}$ , управляемый ключ 1 должен находиться в положении 1, если АКБ уже заряжена полностью. При этом сложное по форме выходное напряжение с синхронного генератора выпрямляется, а далее - инвертируется с получением трехфазного напряжения  $U=380В$  частоты  $f=50$  Гц и далее – поступает на нагрузку. Если при тех же условиях АКБ заряжена не полностью, то ключ 1 процессором переводится в положение 2, при котором нагрузка начинает питаться от АКБ через инвертор. Если скорость  $V \geq V_{max}$ , то при этом контроллер начинает ограничивать ток с выпрямителя и напряжение на генераторе повышается. В этом случае электромеханический момент сопротивления вращению ротора уменьшается и последний может раскрутиться еще сильнее. Для предотвращения развития такого аварийного режима предусматриваются два варианта: а) аварийный останов ветроколеса; б) сбрасывание энергии от генератора на дополнительное балластное сопротивление. При этом, если ключ 1 находился в положении 2, то процессор дает команды исполнительным устройствам торможения ротора на отработку его останова. В том случае, когда превышение  $V > V_{max}$  детектируется процессором в положении 1 ключа 1, то вначале производится переключение этого ключа в положение 2, а затем осуществляются уже описанные действия по отключению АКБ от генератора и торможение ротора.

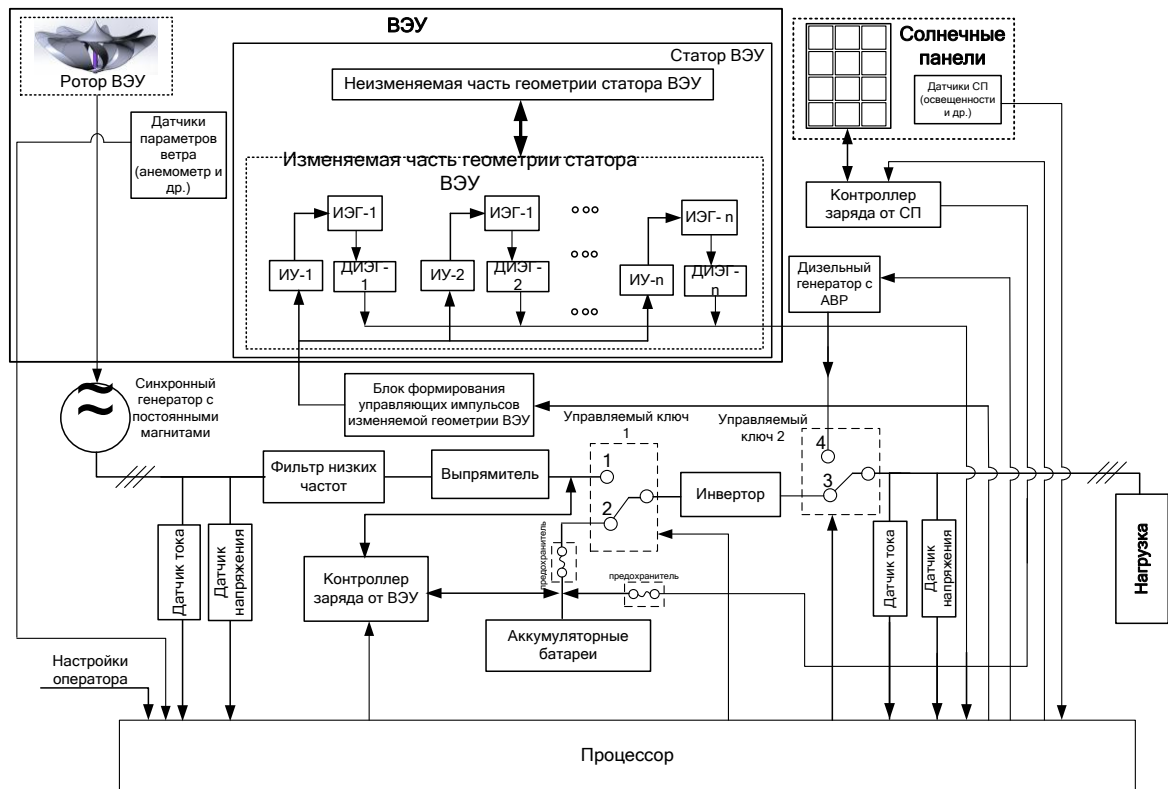


Рис. 5. Обобщенная структурная схема КСЭУ

Вводимой нами особенностью здесь является аэродинамическое торможение ротора, которое, по сути, есть пример использования ИЭГ для регулирования выходных характеристик ВЭУ. В разрабатываемой ВЭУ предлагается использовать аэродинамический тормоз за счет управляемого втягивания ротора вверх, уменьшения ометаемой ветром поверхности ротора с возможностью её полного обнуления. Для осуществления торможения ротора предлагаемой конструкции ВЭУ целесообразно использовать два управляемых параметра изменяемой части геометрии этой ВЭУ: расстояний от нижней части ротора до верхнего края нижнего статора  $h^{(1)}$ , и до края верхнего статора  $h^{(2)}$ , соответственно (рис. 1).

Для механической стабилизации вырабатываемой на роторе аэродинамической мощности  $M$  используются изменяемые элементы геометрии ВЭУ (ИЭГ), которые отклоняются соответствующими исполнительными устройствами (ИУ) от своих нормальных положений для реализации заданного взаимодействия ветрового потока с ротором и статором ВЭУ. Для осуществления обратной связи по управлению ИЭГ используются соответствующие датчики их отклонения (ДИЭГ). Управляющие сигналы для ИУ вырабатываются в специальном блоке формирования управляющих импульсов для ИЭГ, регулируемого процессором.

**Вывод.** На основе работ [1-4] предложена модификация ротора конкретной формы вихревой ВЭУ с вертикальной осью вращения и осесимметричным статором за счет изгиба и закругления сечений лопастей с соответствующими радиусами кривизны, а также введения дополнительного сферического обтекателя. Проведенный аэродинамический анализ полученной новой конструкции вихревой ВЭУ [1,3,4] показал, что полезная аэродинамическая мощность этой установки в диапазоне скоростей ветра от 2 до 15 м/с превосходит соответствующие значения для нескольких наиболее распространенных типов вертикально-осевых ВЭУ (ротор Савониуса, ротор Дарье, ротор Дарье типа *H* в обтекателе) в среднем на 30%.

### Литература:

1. V.A. Kostjukov, A.M. Maevskiy, N.K. Poluyanovich and M.N. Dubyago, «Adaptive mechatronic management system of wind-driven power-plant with variable geometry». 2017 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Erlagol. 2017, pp.460-464.
2. Выбор оптимальной системы управления для ветроэлектрической установки. Буланович Д.В., Полуянович Н.К. В сборнике: Проблемы автоматизации. Региональное управление. Связь и автоматика (ПАРУСА-2017) сборник трудов VI Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов. Редакционная коллегия: О. А. Фоменко, С. В. Кирильчик, А. Я. Номерчук. 2017. С.104-107.
3. Костюков В.А., Медведев М.Ю., Маевский А.Н., Полуянович Н.К., Савченко В.В. Исследование перспективной ветроэнергетической установки с типом компоновки «ротор в раструбе» // Вестник донского государственного технического университета, 2017, 1(88), сс. 85-91.
4. Костюков В.А., Медведев М.Ю., Маевский А.Н., Полуянович Н.К., Савченко В.В. Оптимизация форм геометрии раструба ветроэнергетической установки типа «ротор в раструбе» // Вестник донского государственного технического университета, 2017, 4(91), С.61-68.
5. Хаскин Л.Я. Аэродинамика ветроколеса с обтекателем и выходным устройством. – Ученые записки ЦАГИ. 1993, Т.24. №4.
6. Патент на полезную модель № 175397. Заявка № 2016133236. Оpubл. 04.12.2017 Бюл. №34. МПК 51, Устройство преобразования кинетической энергии ветра в механическую энергию с помощью нижней направляющей структуры. Костюков В.А., Медведев М.Ю., Маевский А.М., Полуянович Н.К., Савченко В.В.
7. Костюков В.А., Полуянович Н.К. Разработка теории и методов повышения эффективности ветроэнергетической установки. В сборнике: Наука и обра-

- зование на рубеже тысячелетий сборник научно-исследовательских работ. Кисловодский гуманитарно-технический институт, Южный федеральный университет. Кисловодск, 2017. С.102-108.
8. Костюков В.А., Медведев М.Ю., Маевский А.Н., Полуянович Н.К., Савченко В.В. Исследование перспективной ветроэнергетической установки с типом компоновки "Ротор в раструбе". Вестник Донского государственного технического университета. 2017. Т.17. № 1 (88). С.85-91.
  9. Костюков В.А., Маевский А.М., Полуянович Н.К. Метод регулирования частоты вращения ротора ветроэнергетической установки за счет управления изменяемыми элементами геометрии. В сборнике: Фёдоровские чтения – 2016 XLVI Международная научно-практическая конференция с элементами научной школы (Москва, 16–18 ноября 2016 г.). Под общ. ред. Б.И. Кудрина, Ю.В. Матюниной. 2016. С.255-263.
  10. Разработка теории и методов повышения эффективности аэродинамической мощности ветроэнергетической установки с изменяемой геометрией. Костюков В.А., Маевский А.М., Полуянович Н.К., Дубяго М.Н. В сборнике: Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций "РТ-2017" Материалы 13-й международной молодежной научно-технической конференции. Под ред. А.А. Савочкина. 2017. С.179.

КИСЛОВОДСКИЙ ГУМАНИТАРНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ  
И ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

## **Наука и образование на рубеже тысячелетий**

Сборник научно – исследовательских работ

Компьютерная верстка  
Дизайн

Терновая О.В.  
Чуркина Н.О.

Подписано в печать 12.12.2018

Усл. печ. л. 12,9

Тираж 500 экз.

Отпечатано в издательском отделе

Кисловодского гуманитарно-технического института  
Ставропольский край, г. Кисловодск, пр. Победы, 37А  
тел.2-83-33