

# ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.391.8

**В. Л. ХАЗАН  
А. Н. КАЛИНИН**

Омский государственный  
технический университет,  
г. Омск

Омский научно-исследовательский  
институт приборостроения,  
г. Омск

## ПЕРЕДАЧА ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ ПО КОРОТКОВОЛНОВОМУ КАНАЛУ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ МАТРИЦ

В статье описывается новый модем с частотно-временным кодированием и частотным разнесением сигнала для передачи сообщений по коротковолновому каналу радиосвязи. Предлагаемый модем имеет повышенную помехоустойчивость по сравнению с известными модемами в условиях селективных замираний сигнала, в присутствии аддитивных помех как сосредоточенных по спектру (станционных помех), так и сосредоточенных по времени (импульсных помех). Произведена оценка энергетического выигрыша описываемого модема по отношению к существующим.

**Ключевые слова:** частотно-временная матрица, помехоустойчивость, многопозиционные сигналы, импульсные помехи, станционные помехи, замирания.

Передача информации по КВ каналу связи осложняется рядом его особенностей: частотно-селективные замирания, большое количество станционных и импульсных помех [1–3]. Одним из способов повышения надежности связи является частотное и временное разнесение передаваемых сигналов.

В [4–7] показано увеличение помехоустойчивости демодуляторов частотной телеграфии (ЧТ) в двухлучевом канале с рэлеевскими замираниями, благодаря использованию абсолютно-биимпульсного сигнала (АБС).

В АБС используется время-позиционное кодирование. Эти сигналы имеют на интервале одного передаваемого символа две позиции времени и передают значение бита «0» или «1» в зависимости от того, какая из этих позиций по очередности вдоль оси времени является активной, а какая — пассивной (рис. 1).

Описанный в [6, 7] способ индивидуального приёма разнесенных по частоте двух манипулированных противозаодно АБС сигналов с оценкой качества каждого по отношению «сигнал + помеха»/«помеха»

«0»	Позиция времени		
Номер канала		1	2
	1		
	2		

а)

«1»	Позиция времени		
Номер канала		1	2
	1		
	2		

б)

Рис. 1. Частотно-временные матрицы при передаче методом ЧТ с использованием АБС сигналов символа а) «0», б) «1»

имеет большое преимущество перед обычным методом ЧТ, так как дает возможность принимать сообщения независимо на любой из двух поднесущих частот как в случае замирания сигнала на одной из них, так и в случае поражения одной из них узкополосной аддитивной помехой.

Однако возможны тяжелые условия связи, когда обе поднесущие одновременно замирают, или на обеих поднесущих частотах одновременно присутствуют аддитивные узкополосные помехи, или сигнал на одной поднесущей частоте замирает, а на другой поднесущей частоте присутствует узкополосная аддитивная помеха.

Импульсные помехи, имея широкий спектр, также поражают одновременно как частоту, на которой передается символ «1», так и частоту, на которой передается символ «0». Во всех этих случаях передача сообщения по такому каналу связи становится невозможной.

Таким образом, недостатком АБС является относительно низкая надежность правильного приема сообщения в канале связи в тяжелых условиях при большой вероятности селективных замираний сигналов на поднесущих частотах и большой вероятности поражения подканалов сосредоточенными по спектру и импульсными аддитивными помехами.

В статье описан способ передачи дискретных сообщений по КВ каналу связи в особо тяжелых условиях, когда имеют место селективные замирания сигнала и с большой вероятностью в канале связи присутствуют аддитивные помехи как узкополосные (сосредоточенные по спектру), так и импульсные [8].

В предлагаемом способе по всем частотно-разнесенным подканалам, количество которых больше двух и соответствует числу временных позиций, передается один и тот же символ.

Поэтому для безошибочного приема передаваемого символа достаточно того, чтобы хотя бы один из частотно-разнесенных подканалов во время передачи этого символа не был бы поражен узкополосной или импульсной помехой и передаваемый на его частоте сигнал не находился бы в состоянии замирания.

Алгоритм частотно-временного кодирования символов сообщения описывается выражениями:

$$n = \text{mod}(N)[z + k - 1] + 1;$$

$$m = \text{ent}\left[\frac{z}{N}\right] + 1. \quad (1)$$

Значение принимаемого символа определяется с помощью алгоритма:

$$z = \text{mod}(N)[m \cdot N + n - k] + (m - 1)N. \quad (2)$$

В выражениях (1) и (2) приняты следующие обозначения:  $n = 1 \dots N$  — номер временной позиции в частотно-временной матрице (ЧВМ);  $m = 1 \dots M$  — номер частоты в подканале;  $z$  — значение передаваемого символа в десятичной системе счисления;  $N$  — общее число временных позиций в ЧВМ;  $M$  — общее число частот в подканале;  $k$  — номер частотно-разнесенного подканала;  $\text{mod}(N)[\cdot]$  — операция определения остатка от деления на  $N$  числа в квадратных скобках;  $\text{ent}[\cdot]$  — операция определения целой части числа в квадратных скобках.

Для повышения информационной скорости передачи сообщений каждый подканал может содержать в себе  $M$  (рис. 2) достаточно близко расположенных друг к другу частот, расстояние между которыми  $\Delta f$  должно быть кратно величине, обратной длительности радиоимпульса  $\Delta f = r \cdot N / T$  ( $r$  — положительное целое число  $r = 1, 2, 3, \dots$ ), что необходимо для обеспечения ортогональности сигналов, передаваемых на этих частотах. В этом случае один радиоимпульс в любом частотно-разнесенном подканале способен передать символ, содержащий  $n$  бит информации ( $n = \ln 2(M \cdot N)$ ).

Частотное разнесение между подканалами, по которым передаются амплитудно-манипулированные сигналы, должно намного превосходить средний полупериод селективных замираний вдоль оси частот. В этом случае будет обеспечена декорреляция замираний в частотно-разнесенных подканалах и будет маловероятным одновременное замирание всех передаваемых по каналу связи частотно-разнесенных сигналов. В то же время необходимо, чтобы расстояние вдоль оси частот между частотно-разнесенными подканалами превосходило полосу частот, которую в среднем занимают спектры узкополосных аддитивных помех. В этом случае будет обеспечена декорреляция узкополосных помех в частотно-разнесенных подканалах и будет маловероятным событие, когда одна и та же

		Позиция времени																																																															
		1								2								3								4								5								6								7															
Позиции частоты		[Grid with black squares indicating signal presence]																																																								1-й подканал							
		[Grid with black squares indicating signal presence]																																																								2-й подканал							
		[Grid with black squares indicating signal presence]																																																								3-й подканал							
		[Grid with black squares indicating signal presence]																																																								4-й подканал							
		[Grid with black squares indicating signal presence]																																																								5-й подканал							
		[Grid with black squares indicating signal presence]																																																								6-й подканал							
		[Grid with black squares indicating signal presence]																																																								7-й подканал							
		[Grid with black squares indicating signal presence]																																																								8-й подканал							
			1 «00000»								2 «00001»								3 «00010»								4 «00011»								5 «00100»								6 «00101»								7 «00110»								Символ						
	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8	№ позиции

Рис. 2. Канал связи с восьмью временными и четырьмя частотными позициями в каждом подканале

сосредоточенная по спектру помеха одновременно поражает соседние частотно-разнесенные подканалы связи.

Для повышения надежности приема сообщений предлагается при вынесении решения о значении принятого символа учитывать как «уровень сигнал + помеха», так и «уровень помех» в каждом подканале. Для этого в каждом подканале вычисляется отношение максимального уровня сигнала, полученного вдоль оси времени, к среднему значению уровня помех. Средний уровень помех получается в каждом подканале путем усреднения всех отсчетов за исключением отсчета, который соответствует предполагаемому местоположению принимаемого сигнала и за исключением отсчетов, которые имеют максимальные значения в один и тот же момент времени во всех подканалах и относятся к местоположению воздействия импульсной помехи. Здесь используется тот факт, что импульсные помехи имеют очень широкий спектр. И это присущее им качество позволяет их идентифицировать.

Если во всех разнесенных по частоте подканалах принимаемые решения о значении символа из-за воздействия мешающих факторов разнятся друг от друга, то автоматически выбирается то решение, которое соответствует подканалу, имеющему наивысшую оценку качества.

Использование предлагаемого способа модуляции-демодуляции с частотным разнесением амплитудно-манипулированных сигналов с многопозиционным частотно-временным кодированием позволяет получать оценку качества принимаемого сигнала по критерию отношения «сигнал + помеха»/«среднее значение помехи» в каждом индивидуальном подканале связи и на основании этой оценки выносить общее решение о принимаемом элементе с использованием одного из известных методов [9]:

- оптимальный автовыбор;
- автовыбор по максимальному «уровню сигнал + помеха»;
- оптимальное весовое сложение;
- линейное сложение.

На рис. 2 показан вариант 8-канального модема с восьмью позициями по времени и четырьмя позициями по частоте в каждом подканале. В данном случае одним импульсом, возможно, передавать 5-элементный знак. Пораженные сосредоточенными

по спектру помехами и селективными замираниями подканалы окрашены светлосерым цветом. Пораженные импульсными помехами временные позиции окрашены темносерым цветом. Местоположения импульсов сигнала окрашены черным цветом. В общей сложности селективные замирания, узкополосные и импульсные помехи поразили более 50 % частотно-временного пространства, используемого для передачи сообщения. Однако 1-й символ может быть принят в 5-м и 8-м подканалах, не пораженные импульсными помехами 2-й, 4-й и 6-й символы принимаются 2-м, 4-м, 5-м и 8-м подканалами, 3-й символ принимается 4-м и 8-м подканалом, 5-й символ принимается 2-м, 4-м, 5-м подканалом, а 7-й символ принимается 4-м, 5-м и 8-м подканалами.

Таким образом, несмотря на очень тяжелые условия связи, все передаваемые символы могут быть приняты безошибочно благодаря предложенному способу передачи дискретных сообщений с использованием частотно-разнесенных подканалов и многопозиционного частотно-временного кодирования.

Увеличение числа частотно-разнесенных подканалов дает возможность увеличить коэффициент исправного действия канала связи. Например, пусть вероятность поражения одной поднесущей сигнала селективными замираниями или сосредоточенными по спектру помехами равна  $P_n$ . Вероятность потери сообщения при одновременном поражении этими факторами двух поднесущих сигнала равна  $P_n^2$ . Тогда вероятность работоспособного канала связи, когда отсутствует одновременное поражение аддитивными и мультипликативными помехами обоих подканалов будет равна  $P_{np} = (1 - P_n^2)$ . Пусть, например,  $P_n = 0,5$ . В этом случае вероятность работоспособности канала связи будет равна  $P_{np} = (1 - 0,25) = 0,75$ . А в случае, например, в два раза большего числа разнесенных по частоте подканалов, то есть при 4-х частотно-разнесенных подканалах вероятность поражения всех этих подканалов снижается до значения  $P_n^4 = 0,065$ . Как следствие, вероятность работоспособности канала связи увеличивается до значения  $P_{np} = (1 - 0,0625) = 0,9375$ . Такого рода увеличения коэффициента исправного действия в коротковолновом канале связи при обычных методах манипуляции возможно достичь увеличением мощности передатчика на 10–17 дБ, то есть в 10–50 раз [10]. А снижение мощности

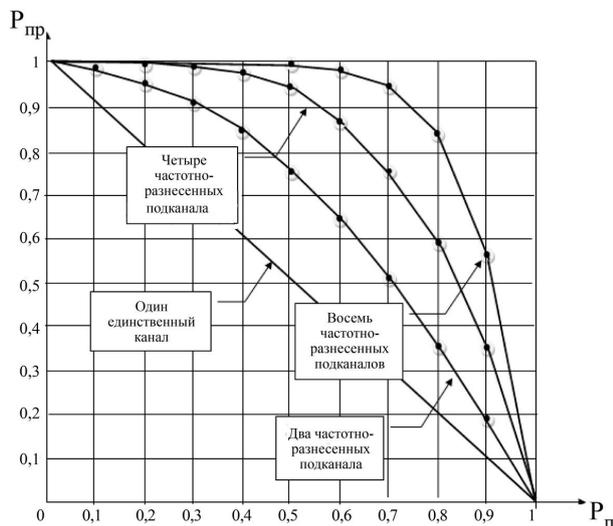


Рис. 3. Зависимость вероятности работоспособности канала связи от числа частотно-разнесенных подканалов и вероятности их поражения селективными замираниями и стационарными помехами

сигнала в подканалах за счет увеличения их числа в 4 раза уменьшается всего-навсего в 4 раза, т.е. на 6 дБ. В итоге энергетический выигрыш при использовании ЧВМ в коротковолновых каналах связи может быть очень существенным (например, в данном рассматриваемом случае порядка 4–11 дБ).

На рис. 3 приведены полученные вышеописанным способом зависимости вероятностей работоспособности канала связи с описанным модемом от числа разнесенных по частоте подканалов и вероятности поражения этих подканалов селективными замираниями и стационарными (сосредоточенными по спектру) помехами.

**Выводы.** Как показывают выше приведенные расчеты, поставленная в статье цель повышения надежности связи при наличии в канале связи селективных замираний, сосредоточенных по спектру помех, а также импульсных помех за счет увеличения числа частотно-разнесенных подканалов полностью достигнута. Даже в очень тяжелых условиях, когда вероятность поражения отдельного подканала  $P_n$  достигает, например, значения 0,7, при восьмикратном частотном разнесении подканалов вероятность работоспособности канала связи  $P_{пр}$  в целом превышает значение 0,9. Благодаря предлагаемому способу построения канала связи с частотно-временным разнесением сигналов достигается существенный энергетический выигрыш, а следовательно, и повышение надежности передачи сообщений по каналам радиосвязи в условиях большой вероят-

ности глубоких селективных замираний и большой вероятности поражения канала связи узкополосными и импульсными аддитивными помехами.

#### Библиографический список

1. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Советское радио, 1970. 727 с.
2. Хмельницкий Е. А. Оценка реальной помехозащищенности приема сигналов в КВ диапазоне. М.: Связь, 1975. 232 с.
3. Комарович В. Ф. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. М.: Связь, 1977. 135 с.
4. Николаев Г. М., Кухтин Е. М., Супаков Н. А. [и др]. Способ повышения помехоустойчивости радиоканала дискретной информации // Вестник ассоциации «Радио». 1991. № 3 (5). С. 2–12.
5. Николаев Г. М., Салтыков О. В. Демодулятор ЧТ-АБС, реализованный на базе сигнального процессора ADSP-2181 // Техника радиосвязи. 2000. № 5. С. 60–72.
6. Пат. 2454015 Российская Федерация, МПК Н 04 L 27/22. Способ демодуляции частотно-манипулированных абсолютно-биимпульсных сигналов, используемых для передачи информации по коротковолновому каналу связи / Хазан В. Л., Калинин А. Н., Романов Ю. В. [и др.]. № 2010142535/08; заявл. 18.10.10; опубл. 20.06.12, Бюл. № 17.
7. Калинин А. Н., Лушпай А. В., Землянов И. С., Хазан В. Л. Помехоустойчивость демодулятора с абсолютно-биимпульсными частотно-манипулированными сигналами // Техника радиосвязи. 2015. № 2 (25). С. 32–40.
8. Пат. 2519011 Российская Федерация, МПК Н 04 L 27/22. Способ передачи информации по коротковолновому каналу связи с использованием частотно-манипулированных сигналов / Хазан В. Л. № 2013107579/08; заявл. 20.02.13; опубл. 10.06.14, Бюл. № 16.
9. Методы обработки сигналов при наличии помех в линиях связи / Под ред. Е. Ф. Камнева. М.: Радио и связь, 1985. 224 с.
10. Хазан В. Л. Исследование надежности связи двух методов передачи информации в экстремальных условиях посредством аналитико-имитационного моделирования // Информационные технологии и радиосети: сб. науч. тр. / Ин-т математики им. С. Л. Соболева СО РАН. Новосибирск, 1998. С. 118–120.

**ХАЗАН Виталий Львович**, доктор технических наук, профессор кафедры «Средства связи и информационная безопасность» Омского государственного технического университета.

Адрес для переписки: vlhazan@yandex.com

**КАЛИНИН Андрей Николаевич**, научный сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, г. Омск.

Адрес для переписки: kan.86@bk.ru

Статья поступила в редакцию 28.04.2017 г.

© В. А. Хазан, А. Н. Калинин

## СИНТЕЗ МЕТОДА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССОВ, ОСНОВАННОГО НА КОНЦЕПЦИИ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ

В статье предложен новый подход к синтезу методов автоматического регулирования объектов, основанный на использовании концепции обратных задач динамики. Рассмотрена сущность ПИД-регулирования объектов и причины, обуславливающие необходимость поиска методов автоматического регулирования, являющихся альтернативными ПИД-регулированию, и изложен названный выше подход к синтезу методов автоматического регулирования объектов.

**Ключевые слова:** автоматический регулятор, ПИД-регулирование, обратная задача динамики, производная.

**1. Введение.** Цель данной работы заключается в том, чтобы изложить подход к синтезу методов автоматического регулирования объектов, основанный на использовании концепции обратных задач динамики. Как это и есть на самом деле, в соответствии с данной концепцией всякое изменение поведения регулируемого объекта рассматривается как следствие, причиной которого является то или иное изменение управляющего воздействия, формируемого и подаваемого на управляемый объект автоматическим регулятором. При этом задача формирования управляющего воздействия  $u_t$  в каждый момент времени  $t$  (на каждом  $t$ -ом такте регулирования поведения объекта) формируется как обратная вычислительная задача, т.е. как задача отыскания неизвестной причины (в нашем случае значения  $u_t$ ), исходными данными которой являются заданное (желаемое) значение  $Y_{t+1,z}$  регулируемой переменной  $Y$  управляемого объекта в последующий момент времени  $t+1$  и разностное уравнение, связывающее ее значения  $Y_{t+1}$ ,  $Y_t$ ,  $Y_{t-1}$ , ... со значениями  $u_t$ ,  $u_{t-1}$ ,  $u_{t-2}$ , ...

Ниже рассматриваются сущность ПИД-регулирования объектов и причины, обуславливающие необходимость поиска методов автоматического регулирования, являющихся альтернативными ПИД-регулированию, и излагается названный выше подход к синтезу методов автоматического регулирования объектов.

**2. Сущность ПИД-регулирования объектов.** Как известно из многочисленных источников [1–3], одним из типов автоматических регуляторов, наиболее широко используемых в автоматических и авто-

матизированных системах управления различными технологическими процессами (АСУТП), являются так называемые ПИД-регуляторы. Основная идея, обусловившая и оправдывающая название данного типа регуляторов, заключается в том, что значение  $u_t$  управляющего воздействия  $U$  на регулируемую переменную  $Y$  управляемого технологического процесса (УТП) в каждый момент времени  $t$  формируется в соответствии со следующим равенством (законом регулирования):

$$u_t = c_1 \Delta y_t + c_2 \int_{t_0}^t \Delta y_\tau d\tau + c_3 d(\Delta y_t) dt. \quad (1)$$

Здесь  $\Delta y_t$  — отклонение фактического значения  $y_t$  регулируемой переменной  $Y$  в момент времени  $t$  от заданного значения  $y_{zt}$  данной переменной (значения уставки регулятора), вычисляемое согласно равенству вида

$$\Delta y_t = y_t - y_{zt}; \quad (2)$$

$c_1$ ,  $c_2$  и  $c_3$  — настраиваемые параметры (коэффициенты) ПИД-регулятора;  $t_0$  — момент начала регулирования УТП;  $\tau$  — переменная интегрирования, все значения которой удовлетворяют соотношению  $\tau \in I_t$ , где  $I_t$  — интервал времени, описываемый соотношением

$$I_t = [t_0, t]. \quad (3)$$

Важнейшим достоинством ПИД-регуляторов, обусловивших и обуславливающих их популярность

и широкое использование в автоматизации самых разнообразных технологических процессов (ТП), является наличие в реализуемом ими законе регулирования (1) настраиваемых параметров  $c_1$ ,  $c_2$  и  $c_3$ . Наличие в (1) данных параметров позволяет в каждом конкретном случае подбирать их численные значения (настраивать ПИД-регулятор) так, чтобы значения  $u_t$ ,  $t = 1, 2, 3, \dots$ , вычисляемые согласно равенству (1), обеспечивали выполнение последовательности равенств вида

$$y_t = y_{zt}, t = 1, 2, 3, \dots \quad (4)$$

Здесь, как и в равенстве (2),  $y_{zt}$  — заранее заданное (желаемое) значение переменной  $Y$  в момент времени  $t$ . В своей совокупности равенства (1) и (4), означают, очевидно, что управляющие воздействия  $u_t$  на регулируемую переменную  $Y$  должны обеспечивать изменение ее значений во времени в соответствии с заранее заданным (желаемым) законом ее изменения.

**3. Две проблемы, связанные с практическим применением ПИД-регуляторов.** Практически необозримое множество теоретических и экспериментальных исследований ПИД-регуляторов [1–3], а также более чем вековая практика их применения в автоматизации самых разнообразных ТП [1–4] выявили две актуальные проблемы, существенно затрудняющие и ограничивающие возможности практического использования данных регуляторов. Первой из них является проблема настройки ПИД-регуляторов, сводящаяся, как уже отмечено выше, к определению и заданию таких численных значений параметров  $c_1$ ,  $c_2$  и  $c_3$  в законе регулирования (1), реализация которых позволяет вычислять управляющие воздействия  $u_t$ , обеспечивающие выполнение равенства (4). Определение данных параметров является далеко не тривиальной задачей и ее решение оказывается доступным лишь для высококвалифицированных специалистов и не только в области автоматизации ТП, но и в области УТП.

Вторая проблема, ограничивающая возможности практического использования ПИД-регуляторов, обусловливается наличием в законе регулирования (1) производной  $d(\Delta y_t)/dt$  отклонения  $\Delta y_t$ . Как известно [5, 6], вычисление производной любого сигнала (дифференцирование сигнала) является одним из классических примеров так называемых некорректно поставленных задач. Характерная особенность данных задач состоит в том, что их решения оказываются чрезмерно чувствительными к малейшим изменениям их исходных данных. Применительно к задаче дифференцирования отклонения  $\Delta y_t$ , решением и исходными данными которой являются, соответственно, производная  $d(\Delta y_t)/dt$  и отклонение  $\Delta y_t$ , отмеченная выше особенность некорректно поставленных задач означает, что в случае, когда значения  $y_t$ ,  $t = 1, 2, 3, \dots$  задаются не точно, вычисляемое и используемое в (1), значение производной может оказаться сколь угодно далеким от ее истинного значения. Как видно из (1), в любом подобном случае, неизбежно далеким от истинного значения, окажется и вычисляемое в соответствии с ним значение  $u_t$ . Учитывая отмеченное, а также то, что в реальных условиях значения  $y_t$  являются результатом измерения регулируемой переменной  $Y$  тем или иным датчиком или каким-либо другим измерительным устройством и, следовательно, содержат в себе погрешности измерения, можно видеть, во-первых, что

и процесс регулирования переменной  $Y$  с применением ПИД-регулятора в целом неизбежно оказывается неустойчивым. Во-вторых, первопричиной неустойчивости данного процесса является использование в ПИД-регуляторе производной по времени отклонения  $\Delta y_t$ .

**4. Две возможности устранения проблем практической реализации ПИД-регуляторов.** Если задаться целью избавиться от неустойчивости ПИД-регуляторов и тем самым расширить возможности их практического применения и учесть при этом изложенное выше, то нетрудно видеть, что для достижения данной цели можно либо регуляризовать операцию дифференцирования отклонения  $\Delta y_t$ , воспользовавшись при этом тем или иным методом регуляризации некорректно поставленных задач [6, 7], либо отказаться от использования ПИД-регулирования и заменить его каким-либо аналогом, в котором не используется производная регулируемой величины.

Первая из отмеченных выше возможностей реализована нами в работе [8]. При этом регуляризация дифференцирования регулируемой переменной обеспечивается использованием скользящей квадратичной аппроксимации изменения данной переменной и аналитического дифференцирования алгебраических полиномов 2-го порядка. Представленные в работе результаты показывают, что предлагаемый в ней ПИД-регулятор обладает более высокой помехоустойчивостью и обеспечивает более высокую точность регулирования.

Вторая из отмеченных выше возможностей совершенствования методов автоматического регулирования процессов и повышения их эффективности реализуется в данной работе. На основе использования отмеченной выше концепции обратных задач динамики в ней предлагается метод автоматического регулирования ТП, являющийся альтернативой методу ПИД-регулирования и другим методам автоматического регулирования процессов, основанным на использовании производных регулируемых переменных. При этом в качестве математической модели, описывающей связь между значениями  $y_t$ ,  $t = 1, 2, 3, \dots$  регулируемой переменной  $Y$  и значениями  $u_t$  управляющего воздействия  $U$ , используются разностные уравнения 2-го порядка. Применительно к данному случаю синтезируется численный алгоритм вычисления управляющих воздействий  $u_t$ ,  $t = 1, 2, 3, \dots$

**5. Синтез метода автоматического регулирования объектов, основанного на использовании разностных уравнений и концепции обратных задач.** Учитывая отмеченные выше основные положения концепции обратных задач динамики, синтезируем метод автоматического регулирования объектов. Для упрощения последующих рассмотрений при этом будем считать, что:

1. Значения  $y_{t+1}$ ,  $y_t$ ,  $y_{t-1}$ ,  $y_{t-2}$  регулируемой переменной  $Y$  объекта управления (ОУ) в моменты времени  $t+1$ ,  $t$ ,  $t-1$ ,  $t-2$  связаны между собой и со значениями  $u_t$ ,  $u_{t-1}$  его входа  $U$  (управляющих воздействий) разностным уравнением вида

$$y_{t+1} = \alpha_1 y_t + \alpha_2 y_{t-1} + \alpha_3 y_{t-2} + \alpha_4 u_t + \alpha_5 u_{t-1}, \quad (5)$$

коэффициенты  $\alpha_1 - \alpha_5$ , которого являются некоторыми постоянными числами, не зависящими от значений  $u_t$ ,  $u_{t-1}$  входа  $U$  ОУ и от значений  $y_t$ ,  $y_{t-1}$  и  $y_{t-2}$  его выхода  $Y$ .

2. Задан желаемый (необходимый) закон изменения во времени значений  $y_{zt}$  регулируемой переменной  $Y$  объекта управления, определяемых равенствами

$$y_{zt} = \varphi(t), t = 1, 2, 3, \dots, \quad (6)$$

где  $\varphi(t)$  — некоторая заданная функция времени  $t$ .

3. Значения  $u_i$  управляющих воздействий должны выбираться так, чтобы значения  $y_i$  выхода  $Y$  ОУ в каждый момент времени  $t$  удовлетворяли равенствам

$$y_i = y_{zt}, t = 1, 2, 3, \dots, \quad (7)$$

и при этом выполнялось равенство (5).

Исходные данные, представленные равенствами (5)–(7), являются необходимым и достаточным условием для синтеза интересующего нас метода автоматического регулирования процессов. В самом деле, равенство (5) связывает в каждый момент времени  $t$  значения  $y_{t+1}$ ,  $y_t$ ,  $y_{t-1}$  регулируемой переменной  $Y$  со значениями  $u_t$  и  $u_{t-1}$  управляющего  $U$ , и, таким образом, используя данное равенство и равенство (5), для вычисления желаемых значений  $u_{zt}$ ,  $t = 1, 2, 3, \dots$ , можно составить уравнение относительно неизвестного значения  $u_t$ :

$$\alpha_1 y_t + \alpha_2 y_{t-1} + \alpha_3 y_{t-2} + \alpha_4 u_t + \alpha_5 u_{t-1} = y_{zt}. \quad (8)$$

Входящие в данное уравнение значения  $y_t$ ,  $y_{t-1}$ ,  $y_{t-2}$  и  $y_{zt}$ , а также значение  $u_{t-1}$  нам известны и, как непосредственно видно из (8), неизвестным здесь является только интересующее нас значение  $u_t$ . Перенеся известные слагаемые  $\alpha_1 y_t$ ,  $\alpha_2 y_{t-1}$ ,  $\alpha_3 y_{t-2}$  и  $\alpha_5 u_{t-1}$  в его правую часть, представим данное уравнение в более компактном и традиционном в линейной алгебре виде:

$$\alpha_4 u_t = \Delta z_t, t = 1, 2, 3, \dots \quad (9)$$

Здесь  $\Delta z_t = y_{zt+1} - \alpha_1 y_t - \alpha_2 y_{t-1} - \alpha_3 y_{t-2} - \alpha_5 u_{t-1}$ . Полученное уравнение является простейшим линейным алгебраическим уравнением относительно искомого значения  $u_t$ .

Его решение определяется следующим очевидным равенством:

$$u_t = \Delta z_t / \alpha_4, t = 1, 2, 3, \dots \quad (10)$$

4. Проверяем соответствие вычисленного значения  $u_t$  условиям его физической реализуемости, представленным соотношением вида

$$u_t \in I_t \equiv [u_t^{\min}, u_t^{\max}], \quad (11)$$

где  $u_t^{\min}$  и  $u_t^{\max}$  — некоторые заданные числа, выбираемые с учетом физических ограничений, налагаемых в момент времени  $t$  на значения управляющих воздействий  $u_t$ .

Если вычисленное значение  $u_t$  удовлетворяет данному соотношению, то полагаем, что оно является желаемым управляющим воздействием  $u_{zt}$ , и, соответственно, полагаем

$$u_{zt} = u_t. \quad (12)$$

В противном случае, т.е. если вычисленное значение  $u_t$  данным соотношением не удовлетворяет, то используем его для вычисления желаемого значения

$u_{zt}$  и вычисление последнего осуществляем в соответствии с равенством

$$u_{zt} = \begin{cases} u_t^{\min}, & \text{если } u_t \leq u_t^{\min}; \\ u_t^{\max}, & \text{если } u_t \geq u_t^{\max}. \end{cases} \quad (13)$$

Здесь и некоторые заданные функции времени  $t$  такие, что  $u_t^{\min} < u_t^{\max}$ . В простейшем случае данные функции определяются равенствами  $u_t^{\min} = u^{\min}$  и  $u_t^{\max} = u^{\max}$ , где  $u^{\min}$  и  $u^{\max}$  — некоторые заданные постоянные числа, удовлетворяющие неравенству  $u^{\min} < u^{\max}$ .

В завершение синтеза предлагаемого метода автоматического регулирования объектов приведем следующие комментарии, более полно раскрывающие его сущность, особенности и возможности практической реализации.

1. Как непосредственно видно из равенств (5)–(10), ни в одном из них не фигурирует производная  $d(\Delta y_t)/dt$  отклонения  $\Delta y_t$ , определяемого равенством (2), и, таким образом, в предлагаемом методе отсутствует основная причина, обуславливающая неустойчивость как ПИД-регулирования, так и других законов регулирования, в которых данная производная используется.

2. Изложенный выше синтез предлагаемого метода автоматического регулирования объектов осуществлен применительно к частному случаю управляемого объекта, когда связь между значениями регулируемой переменной и значениями управляющих воздействий описывается разностным уравнением (5). Однако вполне очевидно, что совершенно аналогичными рассуждениями и действиями можно синтезировать подобный метод регулирования и для других как более, так и менее сложных управляемых объектов, связи между регулируемы-ми переменными и управляющими воздействиями которых описываются разностными уравнениями [9, 10]. Отличаться от рассмотренного выше данные случаи синтеза регулятора будут только используемыми разностными уравнениями и прежде всего числом слагаемых со значениями регулируемой переменной и управляющих воздействий, входящих в используемое разностное уравнение. Общая же вычислительная схема, реализующая синтезируемый метод регулирования, остается во всех случаях неизменной.

3. В настоящее время известен целый ряд способов преобразования обыкновенных дифференциальных уравнений, наиболее часто используемых в современной теории и практике автоматического управления, в разностные уравнения.

Поэтому, как это и сделано выше, при синтезе того или иного метода автоматического регулирования всегда можно считать, что связь между значениями регулируемой переменной и управляющих воздействий описывается каким-либо разностным уравнением.

**6. Заключение.** Резюмируя изложенное выше, отметим следующие основные результаты:

1. Изложена сущность концепции обратных задач динамики применительно к задаче автоматического регулирования объектов.

2. Рассмотрены основные положения ПИД-регулирования объектов, являющегося в настоящее время одним из наиболее популярных законов регулирования, и выявлены проблемы его практического использования, обусловленные неустойчивостью вычисляемых управляющих воздействий

к ошибкам измерений регулируемой переменной управляемого объекта.

3. Синтезирован метод автоматического регулирования объектов, основанный на концепции обратных задач динамики и разностных уравнений, описывающих связи между значениями регулируемой переменной объекта и управляющих воздействий, формируемых регулятором.

4. Показано, что предложенный метод синтеза автоматических регуляторов является достаточно универсальным и позволяющим синтезировать регуляторы для всех объектов управления, функционирование которых может быть описано как обыкновенными дифференциальными уравнениями, так и разностными уравнениями различных порядков.

#### Библиографический список

1. Юревич Е. И. Теория автоматического управления. 4-е изд., перераб. и доп. СПб.: БХВ-Петербург, 2016. 560 с. ISBN 978-5-9775-3717-9.
2. Ротач В. Я. Расчет настройки реальных ПИД регуляторов // Теплоэнергетика. 1993. № 10. С. 31–35.
3. Майстренко А. В., Светлаков А. А., Старовойтов Н. В. Цифровое дифференцирование сигналов с применением многоточечных методов в системах автоматического регулирования процессов // Доклады ТУСУР. 2009. № 2 (20). С. 86–89.
4. Майстренко А. В., Светлаков А. А. Косвенное измерение расхода жидкости, перекачиваемой насосными агрегатами // Доклады ТУСУР. 2014. № 4 (34). С. 215–220.
5. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. 2-е изд. М.: Наука, 1979. 286 с.
6. Васин В. В. Об устойчивом вычислении производной // Журнал вычислительной математики и математической физики. 1973. № 6, т. 13. С. 1383–1389.
7. Тихонов А. Н. О некорректных задачах линейной алгебры и устойчивом методе их решения // Доклады Академии наук СССР. 1965. Т. 163, № 3. С. 591–594.

8. Майстренко А. В., Светлаков А. А., Старовойтов Н. В. Цифровое дифференцирование сигналов в реальном масштабе времени с применением скользящей квадратичной аппроксимации // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. 2006. № 7 (43). С. 106–108.

9. Харитонов С. А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов: моногр. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. 536 с.

10. Левин А. В., Мусин С. М., Харитонов С. А. [и др.]. Электрический самолет. Концепция и технологии: моногр. Уфа: УГАТУ, 2014. 388 с.

**КАРЕЛИН Алексей Евгеньевич**, кандидат технических наук, доцент кафедры «Компьютерные системы в управлении и проектировании» Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР).

Адрес для переписки: karelin\_a@mail.ru

**МАЙСТРЕНКО Андрей Васильевич**, кандидат технических наук, доцент кафедры «Компьютерные системы в управлении и проектировании» ТУСУР.

Адрес для переписки: maestro67@mail.ru

**СВЕТЛАКОВ Анатолий Антонович**, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры «Компьютерные системы в управлении и проектировании» ТУСУР.

**ХАРИТОНОВ Сергей Александрович**, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры «Электроника и электротехника»; директор института силовой электроники Новосибирского государственного технического университета.

Адрес для переписки: kharit1@yandex.ru

Статья поступила в редакцию 02.05.2017 г.

© А. Е. Карелин, А. В. Майстренко, А. А. Светлаков, С. А. Харитонов

## Книжная полка

**Серков, Н. Точность многокоординатных машин с ЧПУ. Теоретические и экспериментальные основы / Н. Серков. – М. : Ленанд, 2015. – 304 с. – ISBN 978-5-9710-1678-6.**

Книга посвящена точности многокоординатных машин с числовым программным управлением (ЧПУ), характерными представителями которых являются многоцелевые станки с ЧПУ, промышленные роботы и координатные измерительные машины (КИМ). Методы исследования точности движения основаны на модели (матричной и имитационной) образования отклонений исполнительных органов машины. С использованием имитационной модели проводятся анализ точности (определения баланса точности) и синтез алгоритма коррекции. Для практической реализации коррекции необходимы соответствующие методы и средства измерения первичных отклонений и объемной точности механизмов несущей системы машины с ЧПУ, которые подробно рассмотрены в отдельных разделах. Представлен и проведен анализ обширного экспериментального материала исследования влияния квазистатических возмущающих факторов (веса, температуры) на первичные отклонения, а также влияния инерционных сил на точность воспроизведения пространственной траектории. Экспериментальный материал получен на технологическом оборудовании с ЧПУ ОАО НИАТ (многоцелевые станки с ЧПУ параллельной и последовательной структур, лазерные установки, несущие системы виброударного оборудования, и др.). Результаты анализа экспериментальных данных вылились в методику калибровки и диагностики точности многокоординатной машины при ее сборке. Приведены примеры диагностики.

Книга предназначена для специалистов в области теории механизмов и машин, научных работников и инженеров, создающих и эксплуатирующих современное прецизионное технологическое оборудование с ЧПУ, а также аспирантов и студентов старших курсов технических университетов.

# ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ ТОКАРНЫЙ РЕЗЕЦ С ПРИБОРАМИ АКТИВНОГО КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ЗОНЫ РЕЗАНИЯ, РАЗМЕРОВ ИЗДЕЛИЯ И ПАРАМЕТРОВ ФОРМЫ ЕГО ПОВЕРХНОСТИ

В статье представлен интеллектуальный токарный резец с тремя приборами активного контроля (ПАК). В первом ПАК температуры зоны резания  $t_{рез}$  в нее направляется струя смазочно-охлаждающей жидкости (СОЖ), используемая также и для передачи ИК-излучения  $\lambda_1(t_{рез})$  как по «жидкому» световоду из зоны резания к пирометру для измерения температуры. Также в струе формируются с периодом  $\Lambda_{стр}$  бегущие утолщения, вырастающие к концу струи до капли диаметром до 2-х диаметров струи, которые бьют «дробью» по образующей стружке для ее ломки с увеличением силы давления струи до  $\approx 2,7$  крат.

Во втором ПАК измеряется размер изделия за счет совместной работы низко- и высококогерентного измерителей перемещения соответственно в малом  $\Delta l_1$  и большом  $\Delta l_2$  диапазонах измерений. В третьем ПАК представлен пример применения метода теневого сечения для измерения параметров формы его поверхности.

**Ключевые слова:** токарный резец, струя жидкости, активный контроль, капля, ломка стружки.

**Введение.** В ракетно-космической отрасли, приборо-, станко- и машиностроении повышение производительности труда невозможно без использования средств автоматизации, одним из представителей которых являются приборы активного контроля (ПАК). За последнее время для металлообрабатывающих станков было разработано семейство контактных ПАК размеров изделий на основе лазерных измерителей перемещений и измерительных наконечников (в дальнейшем — наконечники) из высокопрочных и оптически прозрачных материалов [1–4], лучшими из которых по разным критериям являются сапфир и родственный ему рубин.

Также был создан универсальный ПАК для контактных и бесконтактных измерений [4]. Кроме того, было разработано семейство гидроструйных ПАК [5, 6], использующих струю жидкости, например, смазочно-охлаждающей жидкости (СОЖ) в качестве т.н. «гидравлического» наконечника. С учетом этого стало возможно встраивать ПАК как датчики обратной связи в инструмент: резцы, сверла, фрезы и др. Данная статья представляет токарный резец с тремя ПАК: температуры зоны резания  $t_{рез}$ , размеров изделия и параметров формы его поверхности.

**1. Конструкция токарного резца.** Разработанный токарный резец (рис. 1) имеет два сквозных продольных канала: верхний и нижний соответственно над главной режущей кромкой и под ней. ПАК температуры зоны резания  $t_{рез}$  реализован

с помощью верхнего канала, в котором струйной головкой с возбуждением бегущих вибрационных колебаний формируется поток СОЖ, направляемый форсункой в виде модулируемой струи на главную режущую кромку резца. Верхний канал также оптически соединен с входом пирометра, измеряющим температуру зоны резания  $t_{рез}$  за счет приема от нее идущего по струе в обратном направлении ИК-излучения  $\lambda_1(t_{рез})$ .

Отверстие нижнего канала выходит на главную заднюю поверхность резца, заканчиваясь герметично установленным сапфировым окном параллельно касательной поверхности изделия, образуя с ним зазор до 2–5 мм.

ПАК размеров изделия состоит из низко- и высококогерентного измерителей перемещения, второй из которых вынесен за пределы резца, а первый установлен с тыльной стороны сапфирового окна. Рядом с ним также установлен отражатель для высококогерентного измерителей перемещения.

Кроме того, в нижнем канале размещен и ПАК параметров формы поверхности изделия, состоящий из излучателя и регистратора, установленных с тыльной стороны сапфирового окна.

Подробное описание принципов действия трех упомянутых ПАК представлено далее.

**2. Активный контроль температуры зоны резания и ломка стружки.** Активный контроль температуры зоны резания  $t_{рез}$  реализуется за счет создания направленной в зону резания струи СОЖ,

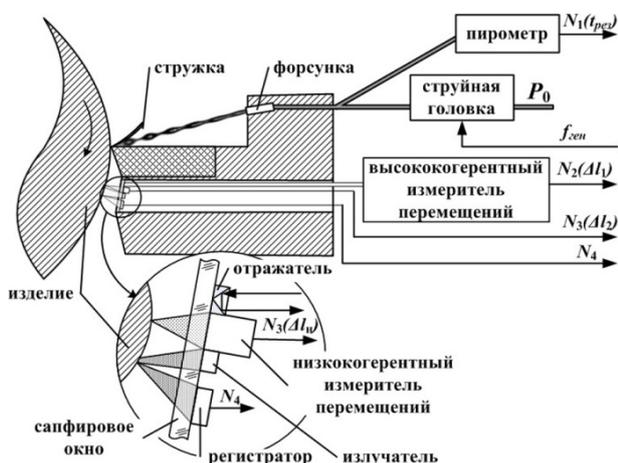


Рис. 1. Схема интеллектуального токарного резца в процессе обработки изделия и контроля параметров обработки и изделия

используемой помимо смазки и охлаждения также в качестве т.н. «жидкого световода» для передачи теплового ИК-излучения  $\lambda_1(t_{рез})$  в обратном направлении: от зоны резания через струю СОЖ к пирометру для измерения.

Кроме того, в струе СОЖ возбуждаются бегущие продольные вибрационные колебания для усиления её ударного воздействия при ломке стружки. В процессе обработки изделия струя СОЖ подаваемая струйной головкой с давлением  $P_0$ , излучается к зоне резания форсункой, размещенной в верхнем канале резца, с нарастающими по диаметру каплевыми утолщениями (рис. 2).

Эти возможности реализуются струйной головкой (рис. 2, 3) за счет создания вибрационных колебаний частотой  $f_{ген}$ , как правило, звукового диапазона, т.е. до 20 кГц, с приближением к режиму вынужденного капиллярного распада струи (ВКРС) СОЖ.

Режим ВКРС жидкостей применяется для формирования направленных монодисперсных капельных потоков в космических капельных холодильниках-излучателях (КХИ) высокоэнергетических космических аппаратов. Его особенности исследованы теоретически [7–9] и экспериментально в космосе: модели КХИ на орбитальной станции «Мир» в 2000 году, «Капля-2» на международной космической станции с участием космонавта РФ Артемьева О. Г. [10]. Отработкой конструкций КХИ активно занимаются ракетно-космические организации: ОАО «РКК «Энергия» (Королев), ГНЦ ФГУП «Центр Келдыша» (Москва), ФГУП «ГНПРКЦ «ЦСКБ-Прогресс» (Самара), Центр космических технологий Московского авиационного института [11, 12].

Однако для работы в данном токарном резце используется цельная нераспавшаяся часть струи СОЖ общей длиной  $l_{cmp}$  с периодической последовательностью бегущих с длиной волны  $\Lambda_{cmp}$  и изменяющихся по диаметрам: возрастающих утолщений и уменьшающихся перешейков соответственно. И к концу струи они имеют следующие предельные формы:

1) отрывающейся капли диаметром  $d_{кан}$ , выполняющей функцию движущегося ударного тела для ломки стружки;

2) перешейка между отрывающейся каплей и струей СОЖ для передачи ИК-излучения из зоны

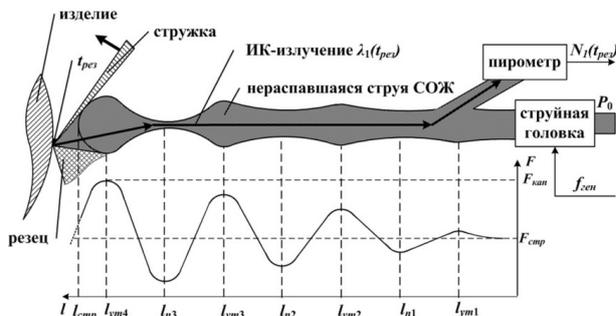


Рис. 2. Схема измерения температуры зоны резания  $t_{рез}$  и ударного воздействия модулируемой струи СОЖ на стружку для ее ломки и  $(l_{y1}, l_{п1}, l_{y2}, l_{п2}, l_{y3}, l_{п3}, l_{y4}, l_{п4})$  — первые, вторые и третьи утолщения и перешейки



Рис. 3. Образование каплевидных утолщений в струе СОЖ (пирометр не показан)

резания по струе в обратном направлении для измерения  $t_{рез}$ .

Капиллярный распад струй зависит от многих факторов, в частности, скорости истечения  $v_{cmp}$ , частоты генератора  $f_{ген}$  (с возможным наличием резонансных частот), амплитудой колебаний, вязкости  $\eta$ . В соответствии теории Рэлея выведены основные характеристики струи [7–9]:

— диаметр формируемых капель  $d_{кан}$

$$d_{кан} = 1,145d_{cmp} (2\pi/k_m)^{0,33} \approx 2d_{cmp}; \quad (1)$$

— длина нераспавшейся части струи  $l_{cmp}$ , определяемая моментом достижения амплитудой возмущения значения, равного радиусу струи  $r_{cmp}$ :

$$l_{cmp} = \frac{v_{cmp}}{\gamma_m} \ln \left[ \frac{r_{cmp}}{\delta_0} \right] \approx 1,03We^{0,5} \ln \left[ \frac{r_{cmp}}{\delta_0} \right]; \quad (2)$$

— длина вибрационных волн  $\Lambda_{cmp}$ , бегущих по струе:

$$\Lambda_{cmp} = \frac{\pi d_{cmp}}{2k_m} = \left[ 1 - \frac{2\sigma}{\rho \cdot r_{cmp} \cdot v_{cmp}^2} \right] \approx 2,2d_{cmp}; \quad (3)$$

— скорость отрывающихся капель  $v_{кан}$

$$v_{кан} = v_{cmp} \left[ 1 - \frac{2\sigma}{\rho \cdot r_{cmp} \cdot v_{cmp}^2} \right], \quad (4)$$

где  $We = \frac{\rho v_{cmp}^2}{\sigma}$  — число Вебера,  $\sigma$  — поверхностное натяжение жидкости;  $\gamma_m$  — максимальное значение инкремента неустойчивости;  $\rho$  — плотность жидкости;  $k_m$  — максимальное значение безразмерного волнового числа.

В соответствии с теорией Рэлея, струя имеет минимальную длину при максимальном значении инкремента неустойчивости  $\gamma_m$ , которого он

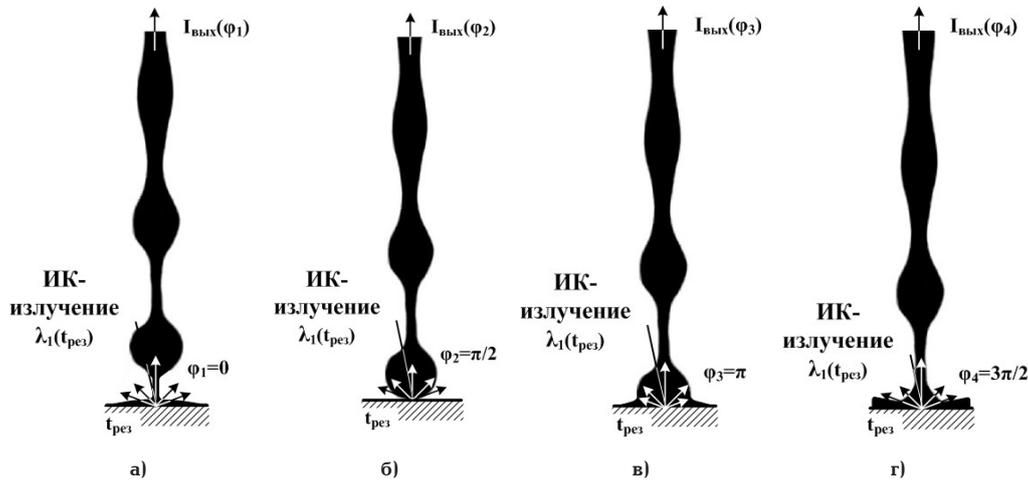


Рис. 4. Формы конца модулируемой струи, контактирующего с зоной резания, при приеме ИК-излучения  $\lambda_1(t_{рез})$  для четырех фаз цикла

достигает, в свою очередь, при волновом числе  $k_m = 0,697$ .

В связи с тем что в основе разработанного реза используется нераспадавшаяся часть струи без ее капиллярного распада на капли, то в дальнейшем будет использоваться более корректная группа терминов: модуляция струи, модулируемая струя, струя с модуляцией и т.п.

**2.1 Прием и передача ИК-излучения модулируемой струей жидкости для пирометрического измерения температуры зоны резания.**

В процессе обработки изделия модулируемая струя СОЖ направляется форсункой к зоне резания. При измерении температуры ИК-излучение из зоны резания следует в обратном направлении: зона резания → струя → пирометр, где конец струи выполняет функции входного окна, т.н. оптического адаптера для введения ИК-излучения  $\lambda_1(t_{рез})$  из зоны резания в тело струи, а сама струя — «жидкого» световода, передающего это излучение к пирометру.

Так как по струе СОЖ бегут волны с чередующимися каплевидными утолщениями и перешейками (рис. 4), то можно допустить, что диаметр входного окна  $d_{окн}$  в каждом цикле синусоидально меняется от минимального значения для перешейка (рис. 4а) с  $d_{окн\ min} \approx 0$  до максимального (рис. 4б), соответствующего отрывающейся от струи капли с диаметром  $d_{окн\ max} \approx d_{кап} \approx 2d_{cmp}$  и обратно.

На рис. 4 показаны четыре варианта формы конца струи при введении ИК-излучения в тело струи для четырех фаз цикла с шагом  $\pi/2$ :  $\varphi_1=0$ ,  $\varphi_2=\pi/2$ ,  $\varphi_3=\pi$ ,  $\varphi_4=3\pi/2$ . Значения интенсивностей ИК-излучения  $I_{вых}(\varphi)$  для этих фаз находятся в следующих соотношениях:  $I_{вых}(\varphi_3) > I_{вых}(\varphi_2) > I_{вых}(\varphi_4) > I_{вых}(\varphi_1)$ .

Определим влияние изменений формы конца струи на параметры выходного оптического сигнала, в первую очередь, его переменной составляющей.

Итак, в общем случае при монотонном возрастании амплитуды колебаний [8] функцию диаметра струи от бегущих колебаний можно записать в виде

$$d_{cmp}(t) \approx \frac{2l \cdot d_{cmp}}{l_{cmp}} \sin(2\pi \cdot f_{cmp} \cdot t + \varphi), \quad (5)$$

где  $f_{cmp} = \frac{v_{cmp}}{2,2d_{cmp}}$  — частота циклов формирующих утолщений и перешейков.

Интенсивность потока ИК-излучения, передаваемая на вход пирометра с выхода струи  $I_{вых}$ , пропорциональна площади её круглого поперечного сечения окна  $S_{cmp} = \frac{\pi \cdot d_{cmp}^2}{4}$ . Переменная составляющая сигнала  $I_{вых}$  зависит от формы конца струи с координатой  $l = l_{cmp}$ , являющейся входным окном «жидкого» световода диаметром  $d_{окн}$ , и записывается в следующем виде:

$$I_{вых} \approx \frac{\pi \cdot d_{cmp}^2}{4} \approx 4d_{cmp}^2 \sin(2\pi \cdot f_{cmp} \cdot t + \varphi). \quad (6)$$

Квадрат синуса выражается косинусом двойного угла:  $\sin^2 \alpha = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2}$ , и тогда выражение (6) упрощается:

$$I_{вых} \sim 2d_{cmp}^2 \cos(4\pi \cdot f_{cmp} \cdot t + 2\varphi) = 2d_{cmp}^2 \cos(2\pi \cdot f'_{cmp} \cdot t + \varphi'), \quad (7)$$

где  $f'_{cmp} = 2f_{cmp}$  и  $\varphi' = 2\varphi$  — т.н. гидроструйные модуляционные частота и фаза.

В полученном уравнении (7) в результате амплитудной модуляции света, возникающей от модуляции струи СОЖ, переменная составляющая  $I_{вых}$  имеет удвоенные частоту  $f'$  и фазу  $\varphi'$  с двойным понижением амплитуды сигнала.

Полученные расчеты позволяют использовать методы фазового детектирования, в т.ч. с использованием фазовой автоподстройки частоты для выделения полезного сигнала с увеличением соотношения сигнал/шум и повышения точности пирометрических измерений. При расчетах с учетом удвоения частоты для сочетания параметров: диаметр струи  $d_{cmp} = 1$  мм и  $v_{cmp} = 25$  м/с частота принимает значение  $f'_{cmp} \approx 22,7$  кГц.

Определим минимальный диаметр перешейка  $d_{пер}$ , формируемый при каплеобразовании для обеспечения возможности передачи ИК-излучения в диапазоне длин волн  $\sim 2,0 - 8,0$  мкм, используемом для пирометрического измерения температуры в диапазоне температур  $20 - 250$  °С, наиболее характерном при токарной обработке с применением СОЖ.

Параметры струи, в частности, соотношение между длиной волны отсечки  $\lambda_c$ , которую следует принять равной 8,0 мкм, и диаметром перешейка  $d_{пер}$ , передающего ИК-излучение подобно световоду, определяются выражением:

$$\lambda_c = \pi \cdot d_{пер} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} / V, \quad (8)$$

где  $n_1$  и  $n_2$  — показатели преломления жидкости струи и оболочки, в качестве которой выступает воздух ( $n_2 \approx 1,0$ ),  $V$  — нормализованная частота.

Полезно определить минимальное значение  $d_{пер min}$  для двух режимов передачи света: одномодового и маломодового с соответствующими значениями нормализованной частоты  $V$ :  $V_{од} = 2,4$  и  $V_{мал} \approx 7$ . Для этого преобразуем выражение (8) к двум выражениям:

для одномодового режима передачи света —

$$d_{пер од} = \frac{2,4\lambda_c}{\pi\sqrt{n_1^2 - 1}} \quad (9)$$

для маломодового режима передачи света —

$$d_{пер мал} = \frac{7\lambda_c}{\pi\sqrt{n_1^2 - 1}}. \quad (10)$$

При использовании в качестве СОЖ воды с  $n_1 = 1,33$  для одномодового и маломодового режимов рассчитаны искомые значения:  $d_{пер од} \approx 7$  мкм и  $d_{пер мал} \approx 20,2$  мкм. На основе этого можно сделать вывод о том, что значение  $d_{пер од}$  является, вероятно, теоретическим идеалом с трудностями практической реализации из-за наличия различных отклонений, допусков, погрешностей и изменений в процессе работы параметров режимов работы струйной головки, СОЖ и т.п. И такое стремление к идеалу может иметь негативные последствия из-за возможности появления разрыва перешейка с отрывами капель от конца струи с прекращением непрерывного процесса пирометрических измерений температуры зоны резания, нарушения синхронизации при фазовом детектировании при его использовании.

Второй вариант, связанный с маломодовым режимом передачи света, представляется более надежным на практике. Тем не менее даже с учетом этих расчетов эмпирически представляется, что наилучшим для значений диаметра перешейка может быть диапазон  $\approx 50 - 100$  мкм, реализуя многомодовый режим передачи света более надежным при реализации.

**2.2 Расчет усиления давления модулируемой струи по отношению к давлению обычной струи.**

Для понимания эффекта от применения модулируемой струи рассчитаем усиление максимальной (в импульсе) силы давления капли  $F_{кан}$  к постоянной силе давления струи  $F_{смп}$ , введя т.н. коэффициент усиления давления

$$N_{max} = F_{кан} / F_{смп}. \quad (11)$$

Сила удара движущейся капли диаметром  $d_{кан}$  о поверхность описывается выражением, с которыми соглашаются большинство исследователей [12, 13]:

$$F_{кан} = \frac{\pi \cdot \rho \cdot d_{кан}^2 \cdot v_{кан}^2}{6}. \quad (12)$$

Сила давления струи  $F_{смп}$  диаметром  $d_{смп}$  на поверхность известна:

$$F_{смп} = \frac{\pi \cdot \rho \cdot d_{смп}^2 \cdot v_{смп}^2}{4}. \quad (13)$$

После подстановки выражений (12) и (13) в уравнение (11) с учетом того, что для маловязких жидкостей, таких как вода, выражение (4) упрощается к равенству  $v_{кан} \approx v_{смп}$ , получается:

$$N_{max} = \frac{2}{3} \left( \frac{d_{кан}}{d_{смп}} \right)^2, \quad (14)$$

а с учетом равенства (1) получаем  $N_{max} \approx 2,7$ , демонстрируя существенное усиление силы давления каплевидных утолщений, создаваемых модулируемой струей по сравнению с давлением обычной струи.

**2.3 Особенности использования модулируемой струи для ломки стружки.**

Зависимость длины нераспавшейся струи  $l_{смп}$  от скорости истечения струи  $v_{смп}$  является N-образной функцией [7] с возможностью реализации для одного значения  $l_{смп1}$  трех значений  $v_{смп}$ :  $l_{смп1}(v_{смп1}) = l_{смп1}(v_{смп2}) = l_{смп1}(v_{смп3})$ , при условии, что  $v_{смп1} < v_{смп2} < v_{смп3}$  (рис. 5а). Наиболее изученным у этой функции является первый восходящий участок [AD] со значениями  $v_{смп} \leq 1,5 - 2,0$  м/с, наиболее часто используемыми в КХИ.

Однако для современных резцов все же более перспективен второй восходящий участок [EF] с координатой  $(v_{смп3}; l_{смп1})$  и существенно большими значениями  $v_{смп}$ . Для резцов  $l_{смп1}$  должна быть не более 20–50 мм. Увеличение силы удара модулируемой струи позволяет в  $\sqrt{2,7} \approx 1,64$  крат уменьшить скорость модулируемой струи СОЖ, например, с 25–40 м/с, используемых сейчас, до 15,6–25 м/с. При некоторой экстраполяции экспериментально полученных в [9] графиков для разных жидкостей и параметров модуляции струи (рис. 5б), видно, что для  $l_{смп1} \leq 20 - 50$  мм диапазон скоростей 15,6–25 м/с вполне достижим для модулируемой струи, подтверждая возможность использования модуляции струи как для ломки стружки, так по сравнению с традиционной подачей СОЖ в виде напорной струи.

Как следует из вышесказанного, новые дополнительные требования к выбору состава СОЖ определяются двумя ограничениями: малая вязкость жидкости ( $\nu \approx 0$ ) для минимизации значения  $l_{смп}$  и т.н. окно прозрачности для ИК-излучения в диапазоне длин волн  $\geq 2,0$  мкм для диапазонов температур применения СОЖ до 250 °С при разных режимах токарной обработки.

Для первого вода является лучшим решением, а для второго — наоборот, и поэтому компромиссным вариантом может быть применение СОЖ на основе водных растворов.

**2.4 Временные параметры режима модуляции струи при ломке стружки.**

Период капельных ударов «дробью»  $T_{кан}$  по стружке зависит от скорости течения жидкости  $v_{смп}$  между утолщениями  $\Lambda_{смп}$ , а с учетом  $v_{кан} \approx v_{смп}$  и формулы (3) выражение для него можно записать так:

$$T_{кан} = \Lambda_{смп} / v_{кан} \approx 2,2 d_{смп} / v_{смп}. \quad (15)$$

Период образования одной стружки  $T_{струж}$  зависит от ее длины, которая при ее ломке обычно

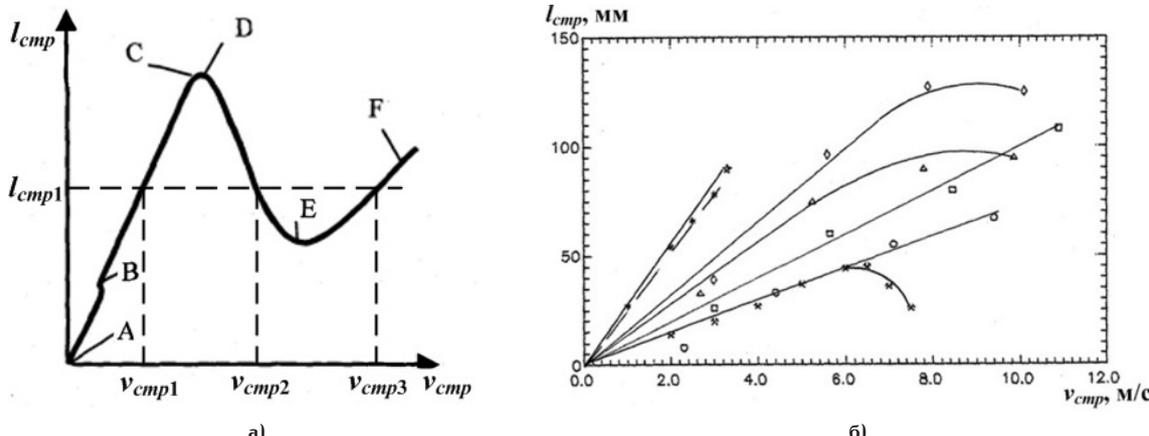


Рис. 5. Зависимости длины нерасправшейся части струи  $l_{cnp}$  при изменении скорости истечения  $v_{cnp}$ : в виде N-образной функции (а) [7], для разных жидкостей и диаметров (б) [9]

не превышает  $l_{cnp} \approx 4-10$  мм. Значение, определяемое как  $T_{cnp} = l_{cnp} / v_{обр}$ , обычно существенно больше  $T_{kap}$ :  $T_{cnp} \gg T_{kap}$  и их соотношение можно записать выражением:  $T_{cnp} = n T_{kap}$ . Выражение для  $n$  запишется в виде:

$$n = T_{cnp} / T_{kap} = v_{cnp} \cdot l_{cnp} / 2,2 d_{cnp} \cdot v_{обр} \quad (16)$$

а значение можно определить для одного из вариантов соотношений: скорости течения струи  $v_{cnp} = 25$  м/с, длины стружки  $l_{cnp} = 5$  мм, диаметра струи  $d_{cnp} = 1$  мм, скорости обработки  $v_{обр} = 1$  м/с, и тогда получаем  $n \approx 57$ . Это означает, что в процессе образования каждая стружка получит 57 ударов капельной «дробью».

**3. Активный контроль размеров изделия.** Создание ПАК размеров изделия на основе высококогерентных измерителей перемещений, а именно, лазерных интерферометров невозможно из-за нарушений когерентности лазерного излучения, связанного с рассеянием света шероховатой поверхностью обрабатываемых изделий и потоком СОЖ.

Удачным компромиссным решением может быть совместное использование низко- и высококогерентного измерителей перемещений. В качестве первого могут использоваться устройства на основе волоконных низкокогерентных интерферометров [15], триангуляционных датчиков перемещений, устройств на основе эффекта внешней оптической обратной связи в полупроводниковом инжекционном лазере подобно [16] или полупроводникового лазера с модуляцией тока как [17]. Однако для последних трех вариантов не подтверждена возможность использования в качестве среды турбулентного потока СОЖ, поэтому на данный момент первый вариант представляется более перспективным. Подобные устройства уже достаточно хорошо зарекомендовали себя и основаны на обнаружении положения максимума контраста интерференционной картины.

Итак, в данном токарном резце используется совместная работа низко- и высококогерентного измерителей перемещений (рис. 6), а размер изделия  $l_{изг}$  определяется при одноконтakтном методе измерения положения  $l_x$  его поверхности:

$$l_x = l_0 + \Delta l_1 + \Delta l_2, \quad (17)$$

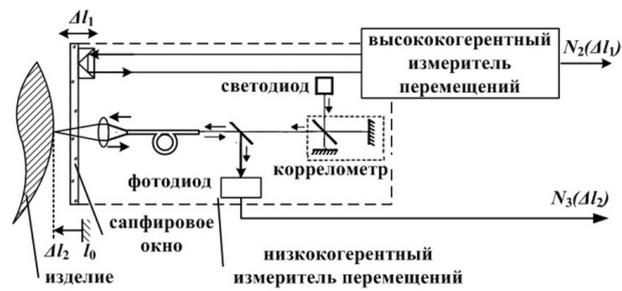


Рис. 6. Схема ПАК размеров изделия на основе низко- и высококогерентного измерителей перемещений

где  $\Delta l_1$  и  $\Delta l_2$  — результат измерений высококогерентного и низкокогерентного измерителей перемещений положения поверхности изделия и резца,  $l_0$  — координата нулевой точки системы координат станка.

Волоконный низкокогерентный интерферометр, имея малый диапазон измерений, как правило, не более 10 мм может работать с шероховатой поверхностью и применением СОЖ, определяя текущие положения поверхности изделия с точностью измерений на уровне 0,5–1 мкм в режиме измерения толщины зазора между поверхностями изделия и входного сапфирового стекла.

Высококогерентный измеритель перемещений, обладающий большим диапазоном перемещений до 1–10 м с более высокой точностью  $\leq 0,1$  мкм, измеряет смещения первого, а общий результат измерений формируется по результатам измерений обоих интерферометров:  $N_2(\Delta l_1)$  и  $N_3(\Delta l_2)$  суммарной точностью измерений, определяемой в основном точностью низкокогерентного измерителей перемещений, не превышая в итоге значений  $\approx 0,5-1$  мкм.

**4. Активный контроль параметров формы поверхности изделия.** Вопросы создания ПАК параметров формы поверхности изделия на основе измерений шероховатости и/или угла наклона поверхности изделия были рассмотрены ранее в [4]. В данном разработанном токарном резце подобных задач решаются при регистрации и обработке изображений. Среди таких методов оптического контроля параметров формы поверхности изделия можно выделить стереоскопический, метод светового/теневого сечения (или их разновидность — теневой метод), сопоставительный (метод сравнения) [18].



а)



б)

Рис. 7. Примеры измерений методом теневого сечения [18]: измерения в наклонной плоскости (а), измерения глубины (б)

В рассматриваемом токарном резце реализован метод теневого сечения, востребованный во многих случаях, например, при резьбонарезании (точении резьбы). В нем поверхность изделия освещается под углом световым потоком, формируемым линейкой излучателей и передаваемой оптической системой так, чтобы его светотеневая граница находилась в поле зрения регистратора. Регистрация контрастных границ формируемых теней позволяет измерить отклонения профиля поверхности, в первую очередь, для изделий с регулярным профилем, например, резьбовым или другим подобным. В основе процесса измерений лежит цифровая обработка изображений, а современный уровень технологий позволяет осуществлять это в режиме реального времени. Так, например, операции оконтуривания элементов могут быть реализованы со скоростью до 300 кадров/с [19]. И это значение не является предельным. Для сравнения, при обработке со скоростью вращения изделия 600 об/мин или 10 об/с с использованием такого технического решения появляется возможность достичь дискретности измерений до 30 кадров/оборот детали.

На рис. 7 представлены примеры регистрации и обработки изображений при измерениях методом теневого сечения: измерения в наклонной плоскости (а), измерения глубины (б).

Современный уровень технологий позволяет существенно уменьшить размеры линейки излучателей и регистратора, доведя их до 2–10 мм, а высокоскоростная видеорегистрация может быть осуществлена на основе технологии временной задержки накопления, разработанной для регистрации быстро движущихся процессов и уменьшения т.н. «смазывания картинки» [20].

Однако высокая эффективность этой технологии предполагает хорошее совпадение касательной контролируемого участка изделия с направлением строк регистратора, а выполнение этого условия обуславливает поворот изображения относительно регистратора или второго относительно первого. Вариантами реализации этого могут быть введение перед регистратором гибкого волоконно-оптического кабеля с возможностью поворота конца освещающего регистратор или поворот самого регистратора относительно изображения. В любом случае вынос регистратора за пределы резца будет наиболее предпочтительным. Однако более подробное об-

суждение этого вопроса выходит за рамки данной статьи и будет рассмотрено в следующих авторских публикациях.

**Заключение.** 1. На примере разработанного интеллектуального токарного резца показана возможность совмещения независимой работы ПАК температуры зоны резания, размеров изделия и параметров формы его поверхности.

2. Модулирование струи СОЖ бегущими вибрационными колебаниями позволяет формировать режим вынужденного капиллярного распада струи с использованием её нераспавшейся части, направленной в зону резания. Эта часть струи применена в качестве т.н. «жидкого световода» для передачи ИК-излучения  $\lambda_1(t_{рез})$  из зоны резания для измерения ее температуры  $t_{рез}$  пирометром.

3. Модуляция струи СОЖ приводит к удвоению частоты модуляции переменной части выходного сигнала ИК-излучения  $\lambda_1(t_{рез})$ .

4. Модулирование струи СОЖ также повышает почти до 3 крат импульсную силу давления струи при ломке стружки. Это может быть резервом для поиска компромисса между силой давления, длиной струи  $l_{cmp}$  и скоростью струи  $v_{cmp}$ .

5. Рекомендуется состав СОЖ формировать на основе водных растворов.

6. Активный контроль размеров изделия может быть осуществлен за счет совместного применения низко- и высококогерентных измерителей перемещений.

#### Библиографический список

1. Пат. 2557381 Российская Федерация, МПК В24В49/00, G01В7/12. Способ активного контроля линейных размеров в процессе обработки изделия и устройство для его реализации / Леун Е. В., Леун А. В. № 2013152692; заявл. 28.11.13; опубл. 20.07.15, Бюл. № 20.
2. Леун Е. В. Особенности построения перспективных лазерных способов активного контроля размеров изделий // X Всерос. науч.-техн. конф., посвящ. памяти гл. конструктора ПО «Полет» А. С. Клинышкова, 30–31 мая 2016 г. / ОмГТУ. Омск, 2016. С. 68–74. ISBN 978-5-8149-2316-5.
3. Леун Е. В. Разработка приборов активного контроля размерных параметров изделий с использованием сапфировых измерительных наконечников // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. 2016. № 4 (148). С. 123–127.

4. Пат. 2603516 Российская Федерация, МПК В24В49/04, В24В49/12, В24Q 17/20. Способ измерения линейных размеров изделия, выполненного с впадинами и выступами на поверхности / Леун Е. В. № 2015117471/02; заявл. 08.05.15; опубл. 27.11.16, Бюл. № 33.
5. Пат. 2612349 Российская Федерация, МПК G01B11/02. Струйный способ контроля линейных размеров изделий / Леун Е. В. № 2015145625; заявл. 23.10.2015; опубл. 07.03.2017, Бюл. № 7.
6. Леун Е. В. Гидроструйный интерферометрический способ контроля размеров изделий // Динамика систем, механизмов и машин: материалы X Междунар. IEEE науч.-техн. конф. 2016. № 1, т. 2. С. 101–109.
7. Амегистов Е. В., Дмитриев А. С. Монодисперсные системы и технологии: моногр. М.: МЭИ, 2002. 390 с.
8. Бухаров А. В. Теплофизические проблемы получения стабильных капельных потоков с минимальным разбросом по скорости и размерам капель: дис. ... д-ра тех. наук: 01.04.14. М., 2016. 390 с.
9. Афанасьев В. Н. Монодисперсные потоки капель в теплообменных аппаратах: дис. ... д-ра техн. наук: 05.14.05. М., 1999. 436 с.
10. Эксперимент «Капля-2 / Сайт космонавта РФ Артемьева О. Г. URL: <http://www.artemjew.ru/2014/04/17/foto-kaplyatbu/> (дата обращения: 26.06.2017).
11. Пат. 2247064 Российская Федерация, МПК В64G1/50, F28D21/00. Капельный холодильник-излучатель / Конюхов Г. В., Коротеев А. А., Нечаев В. Ю., Петров А. И., Железняков А. Г., Баранчиков В. А., Костюк Л. Н. 2003121089; заявл. 14.07.2003; опубл. 27.02.2005, Бюл. № 6.
12. Раубе С. С., Красночуб Е. К., Бронштейн В. М. Струйная модель теплообмена рабочих тел (теплоносителей) и расчет основных параметров капельных холодильников-излучателей перспективных космических аппаратов // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. 2010. № 2. С. 50–61.
13. Московкин В. М., Гахов В. Ф. Физические аспекты капельно-дождевой эрозии // Почвоведение. 1979. № 12. С. 76–80.
14. Зверьков М. С. Численные исследования удара капли о твердую поверхность // Природоустройство. 2015. № 2. С. 17–20.
15. Иванов В. В. Развитие методов низкокогерентной волоконно-оптической интерферометрии: дис. ... канд. физ.-мат. наук. Н. Новгород, 2005. 154 с.
16. Пат. 2102705 Российская Федерация, МПК G01B21/00. Устройство для измерения перемещений на основе полупроводникового инжекционного лазера с внешней оптической обратной связью / Котова С. П., Чернышов А. К., Якуткин В. В. № 95112195; заявл. 12.07.1995; опубл. 20.01.1998.
17. Пат. 2393427 Российская Федерация, МПК G01C3/08. Лазерный измеритель дальности и перемещений / Соболев В. С., Щербаченко А. М., Харин А. М. № 2009111692; заявл. 30.03.2009; опубл. 27.06.2010, Бюл. № 18.
18. Калиниченко Н. П., Калиниченко А. Н. Визуальный и измерительный контроль. Томск: Изд-во Томского ун-та, 2009. 300 с.
19. Автоматическое распознавание резисторов / Сайт фирмы Altami Software «Программное обеспечение для анализа изображений». URL: [http://altamisoft.ru/news/resistors-identification\\_19.04.12/](http://altamisoft.ru/news/resistors-identification_19.04.12/) (дата обращения: 26.06.2017).
20. Петрошенко М., Соломицкий Д. Технологии компании e2v. URL: [http://www.npk-photonica.ru/images/tehnologii\\_e2v.pdf](http://www.npk-photonica.ru/images/tehnologii_e2v.pdf) (дата обращения: 31.05.2017).

**ЛЕУН Евгений Владимирович**, кандидат технических наук, ведущий инженер АО «НПО Лавочкина», г. Химки, Россия.  
Адрес для переписки: [stankin1999@mail.ru](mailto:stankin1999@mail.ru)

Статья поступила в редакцию 19.06.2017 г.  
© Е. В. Леун

## Книжная полка

**Скляров, О. К. Волоконно-оптические сети и системы связи : учеб. пособие / О. К. Скляров. – 2-е изд., стер. – СПб. : Лань, 2016. – 260 с.**

Рассмотрены основные протоколы, используемые в оптических сетях, вопросы тестирования систем, методы передачи информационных потоков. Большое внимание уделено аппаратуре цифровой иерархии, вопросам уплотнения, оптическим сетям доступа. Рассмотрены новые пассивные и активные элементы сетей, отечественные и зарубежные кабели. Освещены принципы работы оптических рамановских (ВКР) усилителей, электроабсорбционного модулятора света, широко используемого в современных высокоскоростных системах передачи. Учебное пособие предназначено для студентов технических вузов. Книга будет полезна также специалистам систем волоконно-оптической связи.

**Лифиц, И. Стандартизация, метрология и подтверждение соответствия : учеб. / И. Лифиц. – 11-е изд., перераб. и доп. – М. : Юрайт, 2016. – 412 с. – ISBN 978-5-9916-6369-4.**

В книге рассматриваются современное состояние, проблемы и направления совершенствования стандартизации, метрологии и подтверждения соответствия. Общие положения программного материала подкреплены многочисленными примерами, связанными с основными объектами коммерческой деятельности — товарами и услугами. Большое число иллюстраций позволяет легче понять и запомнить программные вопросы курса. Для студентов образовательных учреждений среднего профессионального образования, обучающихся по экономическим направлениям, может быть также использован в системе повышения квалификации работников высшего и среднего звена организаций торговли.

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ УЛЬТРАФИОЛЕТОВЫХ СТЕРИЛИЗАТОРОВ ВОДЫ

Экспериментальный контроль времени облучения воды в ультрафиолетовых стерилизаторах воды позволяет дать оценку эффективности их работы и предложить пути усовершенствования конструкций. Предлагаемые решения позволяют повысить эффективность обеззараживания путем обеспечения более равномерного облучения потоков воды. Выравнивание ультрафиолетовой дозы обеспечивается тангенциальными завихрителями на входе и выходе корпуса и шнековой конструкцией камеры обеззараживания. Результаты исследований стерилизаторов приведены для характерного диапазона расхода воды в пассажирских вагонах железнодорожного транспорта.

**Ключевые слова:** экспериментальный стенд, ультрафиолетовый стерилизатор, время облучения, доза облучения, тангенциальный завихритель, пассажирский вагон.

Контроль качества водоподготовки в различных отраслях народного хозяйства, в том числе на железнодорожном транспорте, с целью обеспечения безопасности здоровья и жизни людей является одной из приоритетных задач в мире [1, 2].

В существующих конструкциях ультрафиолетовых стерилизаторов повышение эффективности обеззараживания воды ультрафиолетом достигается за счет увеличения интенсивности ультрафиолетовой лампы или увеличения времени облучения ее потоков [3]. Последнее, в свою очередь, обеспечивается увеличением длины камеры обеззараживания путем последовательной установки двух-трех стерилизаторов, либо снижением расхода воды — параллельной установкой. В обоих случаях требуется увеличение потребляемой электрической мощности, что противоречит существующим тенденциям энергосбережения.

Более эффективным способом является применение выравнивающих ультрафиолетовую дозу облучения устройств [4, 5]. Равномерное облучение воды достигается за счет перемешивания отдельных потоков, либо замедлением скорости движения самых быстрых. Кроме того, существующие типовые конструкции имеют области камеры обеззараживания, которые не участвуют в транзите воды при ее определенных расходах и сокращают время облучения основному потоку.

Бактериологический анализ воды на выходе стерилизатора, согласно указаниям [6], необходим, однако он не позволяет оценить гидродинамические процессы потоков внутри камеры обеззараживания стерилизатора. Показать, где имеются участки закольцовывания вихрей, оценить разницу скоростей потоков, степень эффективности или неэффективности конструкции предлагаемого нового выравнивающего устройства может только визуальное

отображение траекторий потоков. Такие экспериментальные исследования, широко применяемые при изучении вихревых аппаратов [7], позволяют определить оптимальные размеры и параметры УФ-стерилизаторов и добиться повышения эффективности обеззараживания воды.

Предлагаемая методика, разработанная в ОмГУПСе, основана на визуальном анализе траектории движения подкрашенных потоков воды внутри УФ-стерилизатора с прозрачным корпусом [8] или его макетного образца. Использование последнего актуально на этапе проектирования стерилизаторов.

Экспериментальные исследования проводились на разработанных в ОмГУПСе макетных образцах усовершенствованных УФ-стерилизаторов с тангенциальными завихрителями (рис. 1) и шнековой конструкции (рис. 2). Обе конструкции по расходу воды, энергии и габаритным параметрам предназначены для установки в существующую систему водоснабжения пассажирского вагона железнодорожного транспорта и предварительно рассчитаны с использованием математических моделей, приведенных в работах [5, 9]. Конструктивной особенностью макетных образцов является то, что оси патрубков параллельны и расположены с одной стороны корпуса асимметрично. Корпус стерилизатора устанавливается вертикально.

Для проведения экспериментальных исследований, согласно предлагаемой методике, разработан стенд для исследования гидродинамических процессов в УФ-стерилизаторах (рис. 3) [8]. Стенд работает следующим образом. Входной гибкий шланг испытательного стенда присоединяется к внешней системе водоснабжения. Для измерения статического давления в ней на входе установлен манометр высокого давления 1 (0–6 атм.). Кран 2 осущест-

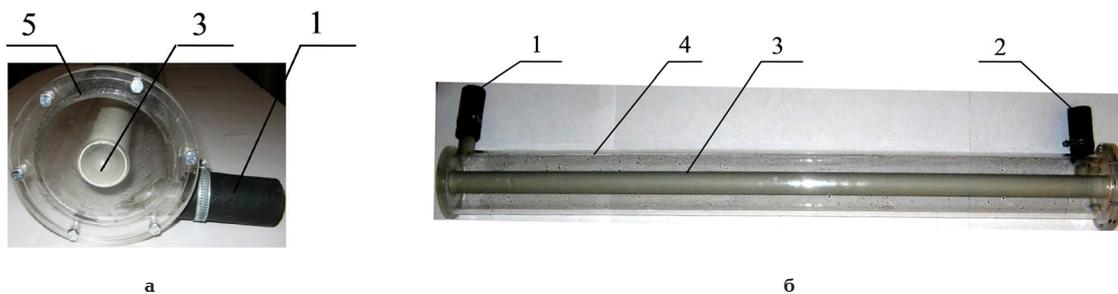


Рис. 1. Внешний вид макетного образца УФ-стерилизатора с тангенциальными завихрителями:  
а) — фронтальный вид; б) — горизонтальный вид;  
1 — входной патрубок; 2 — выходной патрубок; 3 — УФ-лампа; 4 — прозрачный корпус;  
5 — фланец для очистки корпуса и установки шнека

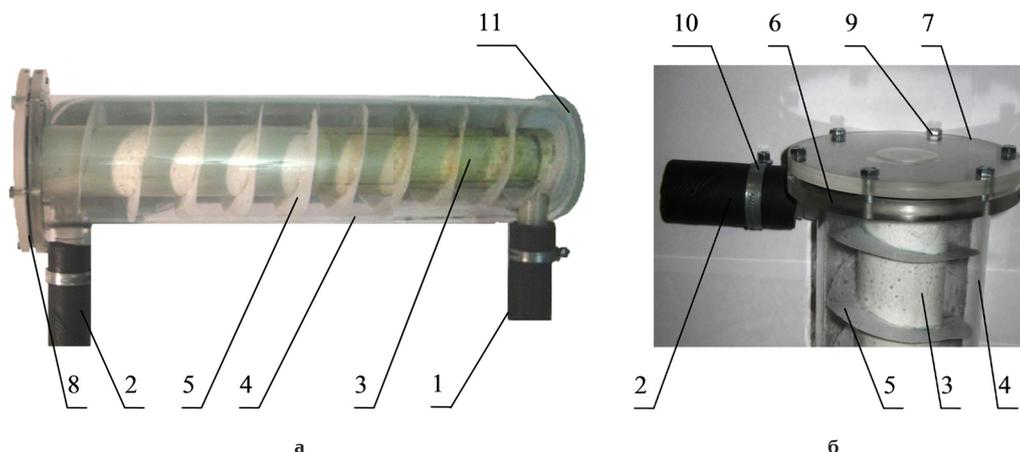


Рис. 2. Внешний вид макетного образца УФ-стерилизатора шнековой конструкции с десятью витками:  
а) — общий вид; б) — фланец;  
1 — входной патрубок; 2 — выходной патрубок; 3 — шнек; 4 — прозрачный цилиндрический корпус;  
5 — ребра; 6 — фланец; 7 — фланцевая заглушка; 8 — резиновая прокладка; 9 — крепежные болты;  
10 — хомут; 11 — нижняя крышка

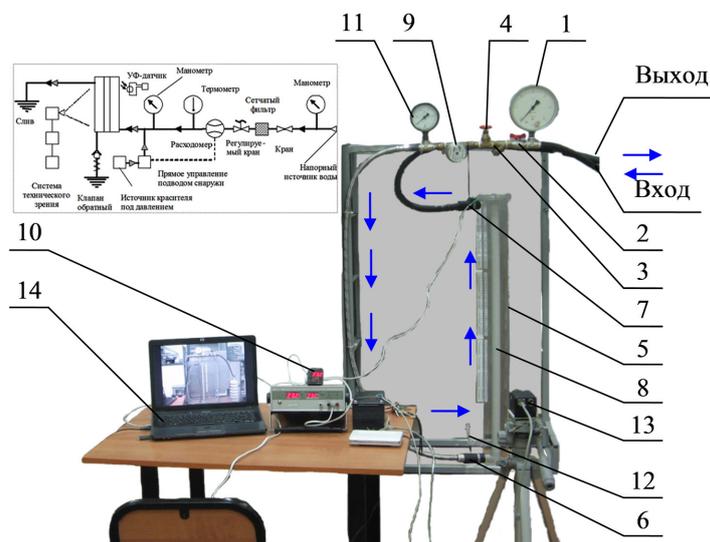


Рис. 3. Стенд для исследования гидродинамических процессов в УФ-стерилизаторах

вляет подачу и отключение воды в гидродинамическую систему стенда через фильтр 3. С помощью регулируемого крана 4 задается необходимая величина расхода воды, контролируемая расходомером 9. Температура воды регистрируется соответствующим электрическим датчиком 10. Измерение потерь давления устройства осуществляется с помощью манометра

низкого давления (0–1 атм.) или напорометра (0–0,01 атм.) 11. Система контроля и управления соединяется при помощи гибкого шланга и резиновой муфты с объектом испытания — макетным образцом УФ-стерилизатора 5 с прозрачным цилиндрическим корпусом, оснащенный входным 6 и выходным 7 патрубками и УФ-лампой 8.

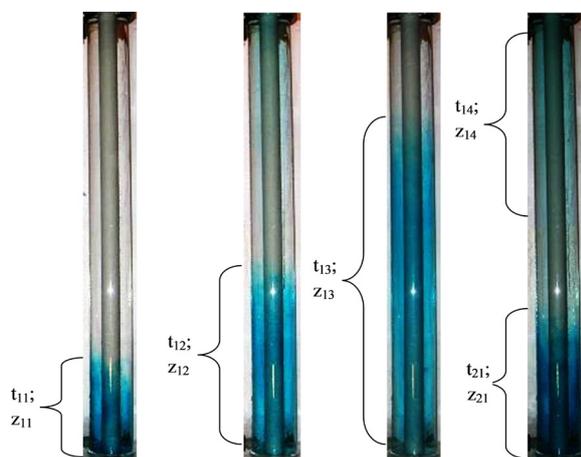


Рис. 4. Фрагменты последовательного прохождения окрашенных потоков в УФ-стерилизаторе с тангенциальными завихрителями

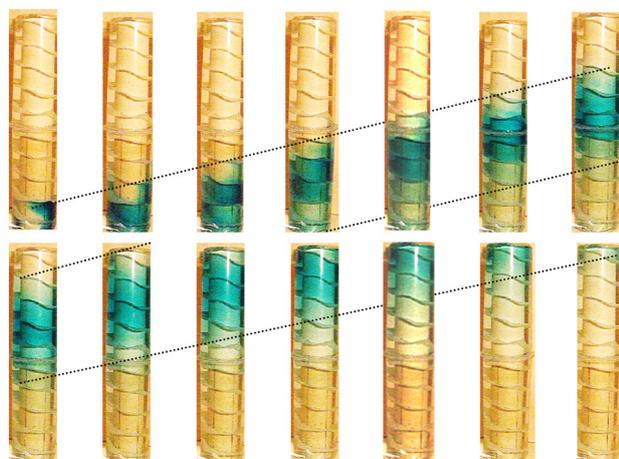


Рис. 5. Фрагменты последовательного прохождения окрашенных потоков в УФ-стерилизаторе шнековой конструкции

В резиновую муфту на глубину больше толщины ее стенки введена игла устройства ввода слабо растворимого красителя (шприц-дозатор) 12. При нажатии поршня шприца-дозатора краситель порцией впрыскивается в испытываемый макетный образец и, окрашивая потоки воды, проходит вдоль ее корпуса в виде цветных струй. Определение движения потоков осуществляется с помощью высокоскоростного видеорежистратора 13, связанного с блоком хранения и обработки информации 14. Траектория движения струй в графическом виде выводится на экран устройства.

При необходимости, например, для более четко и детального распознавания перемещений потоков воды, стенд дополняется одним или несколькими внешними источниками освещения.

Для оценки времени и скорости перемещения цветных потоков использовалась программа «ТехноСканер» [10]. Программа разработана специалистами ОмГУПСа и многократно опробована в различных динамических испытаниях. Исследование окрашенных потоков основывается на анализе записанного видеоизображения в любом формате, в том числе покадровым снимкам. Данные, полученные по результатам обработки, сохраняются в удобном формате и могут быть прочитаны большинством программ, работающих с базами данных.

Максимальная порция красителя зависит от регистрируемой величины тангенциальной и продольной скоростей, времени прохода и составляла для проведенных испытаний 0,2 мл, что является достаточным для идентификации окрашенных струй как визуально, так и аппаратными и программными средствами. Доза выше указанной окрашивает потоки, движущиеся вокруг имитатора УФ-лампы, более чем на  $360^\circ$ , что не позволяет четко отследить траекторию потока и количество витков на малом интервале или в завихрителе. Малая порция не позволит четко определить скорость потоков в верхней части макетного образца, так как растворяется, смешиваясь с остальным объемом. Последнее характерно для макетного образца УФ-стерилизатора с тангенциальными завихрителями без шнека. И в данном случае для лучшего распознавания изображения программой необходимо увеличивать концентрацию красителя.

Измерение максимального времени нахождения в камере обеззараживания — облучения также требует строго дозированного впрыска красителя. Решающее значение остается за скоростью ввода, так как медленное введение приведет к растягиванию красителя и невозможности анализа состояния потоков.

Следует отметить, что температура воды также влияет на скорость растворения окрашивающего вещества. Теплая вода является катализатором процесса растворения и расширения цветного облака, холодная — ингибитором.

Принцип работы выравнивающих дозу облучения исследуемых устройств отличен и иллюстрируется приведенными фрагментами потоков (рис. 4 и 5). По результатам многочисленных исследований в статье приводятся результаты испытаний четырех макетных образцов УФ-стерилизаторов, которые наиболее полно соответствуют требованиям по эффективности обработки. Для устройства с тангенциальными завихрителями характерны значительные скорости (главным образом, тангенциальная составляющая), которые способствуют интенсивному перемешиванию воды, для модели с орбренным — общее увеличение пути прохода жидкости со снижением максимальных скоростей потоков.

Для устройства с тангенциальными завихрителями (рис. 4) выделены отдельные моменты времени  $t_{11} - t_{14}$  прохождения красителя, его ввода  $t_{1j} - t_{2j}$  и соответствующих им расположений по высоте  $z_{ij}$ . Эффективность перемешивания слоев обеспечивается малым снижением тангенциальной составляющей скорости потока  $V_t$  (рис. 6а) вдоль стерилизатора, на графике приведены ее максимальные значения.

Графики зависимости наибольшей (снизу стерилизатора — максимальной и сверху — минимальной) скорости  $V_t$  от расхода УФ-стерилизатора (рис. 6б) приведены для диапазона расхода воды, характерного для заправки вагона железнодорожного транспорта. Анализ расчетных [5, 9] и экспериментальных максимальных значений скоростей потоков воды показывает, что их расхождение не превышает 7 %.

В качестве УФ-стерилизатора со шнековой конструкцией использовался макетный образец длиной 0,6 м. Предварительно экспериментальные исследования проводились на макетном образце длиной 1 м. Удовлетворительные результаты и незначительное падение давления в камере обеззараживания 0,6 м обусловили выбор указанной длины.

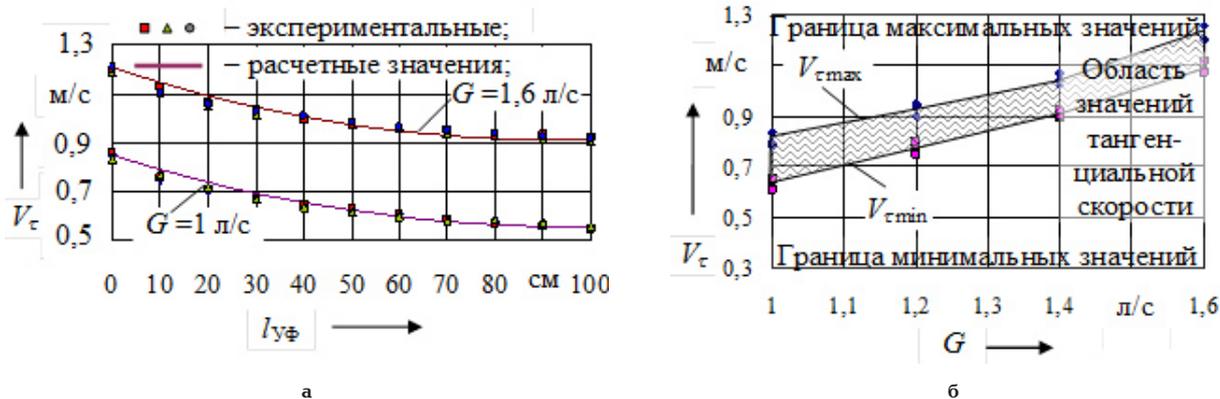


Рис. 6. Значения тангенциальной скорости потоков воды

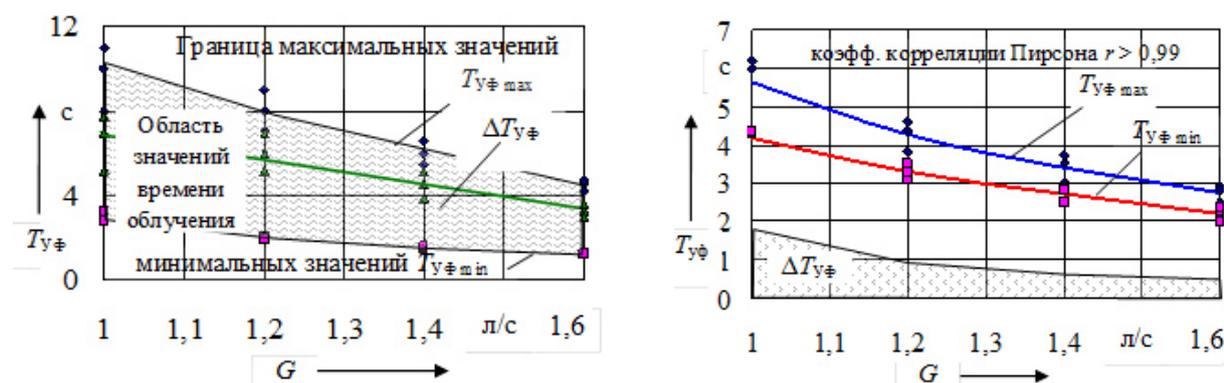


Рис. 7. Графики зависимости времени облучения воды от расхода в макетных образцах УФ-стерилизаторов: а — с концентричными патрубками; б — шнековой конструкции

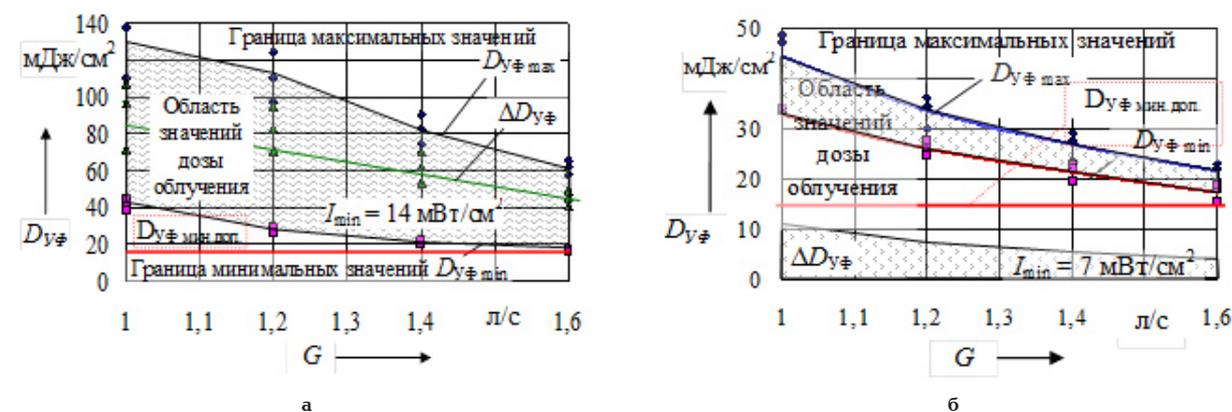


Рис. 8. Значения дозы облучения воды от расхода в макетных образцах УФ-стерилизаторов: а — с концентричными патрубками; б — шнековой конструкции

По результатам экспериментальных исследований УФ-стерилизатора с десятью витками при начальной интенсивности УФ-лампы 7 мВт/см<sup>2</sup> возможно снижение энергопотребления как минимум на 50 % по сравнению с образцом без шнека. При эксплуатации устройств с пятью и восемью витками имеется необходимость в увеличении мощности УФ-ламп для достижения требуемой дозы инактивации. На основании экспериментальных данных о времени облучения воды  $T_{y\phi}$  (рис. 7) и задаваемой начальной интенсивности типовой УФ-лампы  $I_{y\phi}$  рассчитаны дозы потоков  $D_{y\phi}$  (рис. 8). Разница  $\Delta D_{y\phi}$  максимального  $D_{y\phi max}$  и минимального  $D_{y\phi min}$  значений в конструкции с тангенциальными завихрителями по сравнению со шнековой значительно выше, их зна-

чения отличаются в девять раз. Следовательно, применение шнека в камере обеззараживания является эффективным способом, выравнивающим УФ-дозу.

Для обеспечения минимальной допустимой дозы облучения 16 мДж/см<sup>2</sup> для стерилизатора с концентричными патрубками требуется УФ-лампа с начальной интенсивностью не менее 14 мВт/см<sup>2</sup>, для шнековой конструкции — 7 мВт/см<sup>2</sup>, при этом длина облучателя с концентричными патрубками составляет 1 м, со шнеком — 0,6 м. Падение давления в шнековой конструкции для десяти витков составляет не более 0,02 МПа, что является допустимым значением для обеспечения полной заправки водой пассажирского вагона железнодорожного транспорта.

По результатам экспериментальных исследований, установлено, что при наличии «воздушной пробки» над верхним патрубком интенсивность вращения верхних потоков выше, так как площадь касания верхней крышки значительно меньше, а следовательно, меньше трение.

Необходимо отметить, что достижение максимального эффекта от вращения возможно лишь при непрерывной подаче воды. После прекращения заправки требуется опорожнение УФ-стерилизатора, так как в противном случае переходный режим закручивания всего объема воды, остановившегося между заправками, сопоставим со временем самой заправки. При этом эффект выравнивания от медленного закручивания потоков отсутствует. В шнековой конструкции такие переходные режимы не наблюдаются, слив воды не требуется, что является существенным преимуществом с точки зрения бережливой технологии водоподготовки.

В отличие от УФ-стерилизатора с оребрением (шнековая конструкция камеры обеззараживания) технология изготовления стерилизатора с завихрителем намного проще, следовательно, дешевле, но эффективность УФ-облучения существенно ниже.

Проведенные экспериментальные исследования по оценке эффективности работы УФ-стерилизаторов воды актуальны с научно-технической точки зрения. Исследования позволили разработать методику, позволяющую экспериментально определить минимальное время пребывания воды в камере обеззараживания для последующего расчета дозы облучения. В ходе испытаний дана экспериментальная оценка эффективности работы выравнивающих УФ-дозу устройств, а также усовершенствованных конструкций стерилизаторов для железнодорожного транспорта. Предложенная методика контроля дозы облучения может быть полезна лабораториям и проектным организациям для оценки обеспечения ее минимальной величины в проточных стерилизаторах с целью исключения требования повторного облучения путем обеспечения циркуляции воды либо снижения ее частоты.

#### Библиографический список

1. Костюченко С. В. Современное состояние и перспективы УФ-технологии // Водоснабжение и санитарная техника. 2008. № 4. С. 2–4.
2. Грудинкин А. П., Пискарева В. М. Технологические и технические особенности метода обеззараживания воды ультрафиолетом // Сантехника. 2016. № 5. С. 52–56.
3. Koutchma T. N., Forney C. J., Moraru C. I. Ultraviolet Light in Food Technology: Principles and Applications // Contemporary food engineering. Boca Raton London New York. CRC Press. Taylor & Francis Group. 2009. 300 p.
4. Zhengcai Ye. Ultraviolet disinfection between concentric cylinders // PhD dissertation. Georgia Institute of Technology. 2007. 134 p.
5. Томилова О. С. Расчет эффективности УФ-стерилизатора модернизированной системы водоснабжения пассажирского вагона // Известия Транссиба. 2012. № 3. С. 47–54.
6. Санитарный надзор за применением ультрафиолетового излучения в технологии подготовки питьевой воды: метод. указания МУ 2.1.4.719-98. М.: Федеральный центр Госсанэпиднадзора Минздрава России, 1998. С. 7.
7. Тарнопольский А. В. Вихревые теплоэнергетические устройства: моногр. Пенза: Изд-во Пензен. гос. ун-та, 2007. 184 с.
8. Пат. 155339 РФ, МПК G 01 M 10/00, G 01 P 5/00. Стенд для исследования гидродинамических процессов в ультрафиолетовых стерилизаторах / Клюка В. П., Томилова О. С., Томилов В. В. № 2015109346/28; заявл. 17.03.2015; опубл. 10.10.2015, Бюл. № 28.
9. Матяш Ю. И., Томилов В. В., Томилова О. С. [и др.]. Моделирование течений жидкости в УФ-стерилизаторе модернизированной системы водоснабжения пассажирского вагона железнодорожного транспорта // Известия Транссиба. 2013. № 1. С. 18–27.
10. Сидоров О. А., Павлов В. М., Смердин А. Н., Голубков А. С. Программное обеспечение для распознавания видеоинформации «ТехноСканер» 2.0: свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. № 2008612517. Заявл. 07.04.08. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 21.05.08.

**ТОМИЛОВ Валерий Викторович**, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафедры «Электроснабжение железнодорожного транспорта». Адрес для переписки: tomilov\_omsk@mail.ru  
**ТОМИЛОВА Ольга Сергеевна**, кандидат технических наук, доцент кафедры «Вагоны и вагонное хозяйство». Адрес для переписки: motovilova@yandex.ru

Статья поступила в редакцию 14.04.2017 г.  
 © В. В. Томилов, О. С. Томилова

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ КВАДРАТУР ГЕТЕРОДИНА НА ПОДАВЛЕНИЕ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ПРОДУКТОВ В СИНФАЗНО- КВАДРАТУРНОЙ ПЕТЛЕ

Современные радиопередающие системы, использующие амплитудную и амплитудно-фазовую модуляцию, формируют радиочастотный сигнал, имеющий сложный спектр. Линеаризовать усилитель мощности, при сохранении низкого потребления, позволяет синфазно-квадратурная петля. На эффективность линеаризации влияют многие факторы, в частности, фазовая ошибка квадратур гетеродина. В статье рассмотрена модель синфазно-квадратурной петли в Matlab и моделирование влияния фазовой ошибки квадратур гетеродина на уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка. Установлено, что фазовая ошибка не приводит к снижению эффективности их подавления. При этом синфазно-квадратурная петля снижает уровень верхней боковой полосы на 10 дБ.

**Ключевые слова:** синфазно-квадратурная петля, усилители мощности, фазовая ошибка, нелинейные искажения, моделирование.

Увеличение требований к линейности усилителей мощности в приемопередающих устройствах, обусловленное появлением современных видов модуляции, в которых модулируются амплитуда или амплитуда и фаза, привело к необходимости создания методов повышения линейности тракта. Наибольшее значение имеет степень подавления интермодуляционных продуктов третьего порядка, поскольку их частоты близки к частотам полезного сигнала [1].

Для мобильных беспроводных устройств, работающих в разных частотных диапазонах, кроме линейности усилителей мощности, большое значение имеет КПД, поскольку от этого напрямую зависит время работы устройства без зарядки. Удовлетворить данные требования позволяет синфазно-квадратурная обратная связь, которая не требует применения высокопроизводительных процессоров, а также имеет высокую эффективность подавления интермодуляционных составляющих [2, 3].

Известно, что на эффективность линеаризации синфазно-квадратурной обратной связи значительно влияет фаза в петле [4–7], но не менее важно оценить влияние фазовой ошибки при формировании квадратур гетеродина, поскольку для интегральных балансных смесителей использование синусоидального сигнала позволяет получить более чистый спектр [8].

Для оценки влияния фазовой ошибки квадратур гетеродина можно использовать амплитудную модуляцию с одной боковой полосой и подавлением несущей, поскольку в этом случае спектр сигнала наиболее прост, поэтому изменения будет несложно

оценить. Вместе с тем основные процессы, происходящие с составляющими спектра в данной модели, будут справедливы и для более сложных спектров других видов модуляции.

Процесс модуляции при помощи балансных смесителей без учета их нелинейности может быть описан выражением:

$$\begin{aligned} S(t) &= I \sin \omega t + Q \cos \omega t = \\ &= \sin \omega t \sin \Omega t + \cos \omega t \cos \Omega t = \\ &= \cos(\omega - \Omega)t, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $I$  и  $Q$  — квадратуры модулирующего сигнала;  $\Omega$  — частота модулирующего сигнала;  $\omega$  — частота гетеродина.

При возникновении фазовой ошибки сигнал будет искажаться. При однополосной модуляции в спектре будут появляться составляющие второй боковой полосы, при этом также снижается уровень полезного сигнала:

$$\begin{aligned} S(t) &= \sin \omega t \sin \Omega t + \cos(\omega t + \Delta\varphi) \cos \Omega t = \\ &= \cos \left[ (\omega - \Omega)t + \frac{\Delta\varphi}{2} \right] \cos \frac{\Delta\varphi}{2} - \\ &- \sin \left[ (\omega + \Omega)t + \frac{\Delta\varphi}{2} \right] \sin \frac{\Delta\varphi}{2}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\Delta\varphi$  — фазовая ошибка формирования квадратур гетеродина.

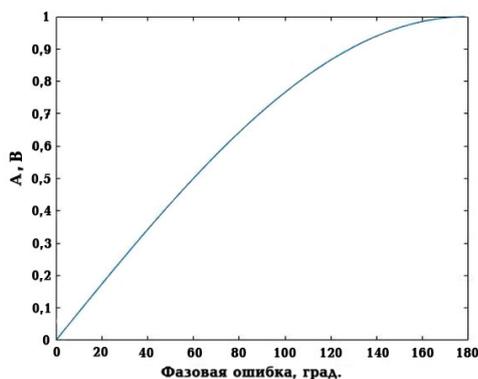


Рис. 1. Зависимость уровня верхней боковой полосы от фазовой ошибки

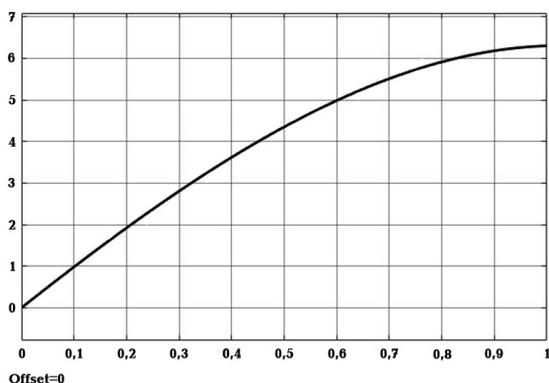


Рис. 3. Амплитудная характеристика модели усилителя мощности

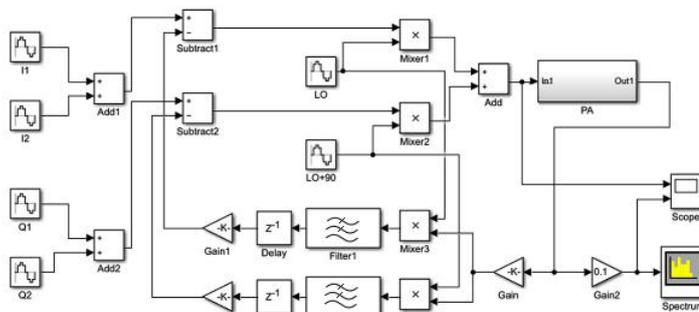


Рис. 2. Модель синфазно-квадратурной петли

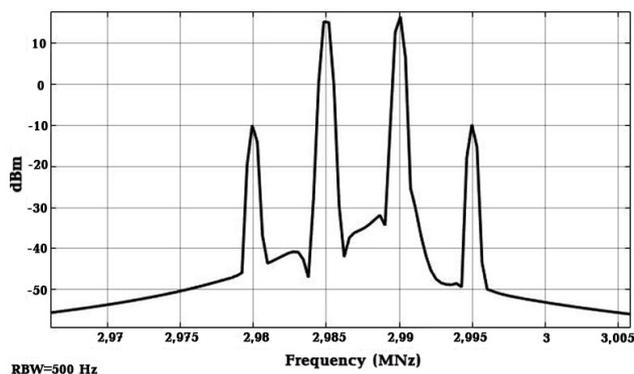


Рис. 4. Спектр выходного сигнала с разомкнутой синфазно-квадратурной петлей

Зависимость уровня второй боковой полосы от фазовой ошибки приведена на рис. 1. При малых значениях фазовой ошибки зависимость имеет практически линейный характер. Формирование искаженного сигнала может влиять на эффективность линеаризации синфазно-квадратурной петли. Для моделирования работы системы при появлении фазовой ошибки применяется модель, созданная в среде Matlab, приведенная на рис. 2.

Модель состоит из четырех источников модулирующего сигнала,  $I$  и  $Q$  компонент с частотами 10 и 15 кГц, которые имеют одинаковый уровень. Сигналы поступают на сумматоры, после чего суммированные сигналы поступают на блок вычитания для нахождения сигнала ошибки. При выбранных частотах сигнала интермодуляционные продукты третьего порядка будут отстоять от полезного сигнала на 5 кГц. Примененные умножители и сумматоры представляют собой линейные элементы для исключения влияния их нелинейности на результат оценки влияния фазовой ошибки.

В качестве модели нелинейного усилителя мощности применен блок, имеющий характеристику, которая аппроксимируется полиномом третьей степени [9]:

$$A(v) = 10v - 1,5v^2 - 2,2v^3. \quad (3)$$

Амплитудная характеристика модели усилителя мощности приведена на рис. 3. Для моделирования применена аппроксимация, не учитывающая влияние сильных нелинейных эффектов, таких как ограничение сигнала, вызванного насыщением или отсечкой тока усилительного элемента. В этом случае

уровень первой гармоники сигнала не увеличивается при увеличении уровня входного сигнала, что приводит к невозможности получить требуемый искаженный сигнал в петле [10].

Поскольку модель не учитывает задержки распространения сигнала в блоках и соединениях, подстройка фазы в петле не применяется. Для подстройки уровней используются идеальные усилители, при этом коэффициенты передачи выбраны из соображений наибольшего подавления интермодуляционных продуктов третьего порядка с сохранением устойчивости работы системы.

Преобразование вниз осуществляется смесителями Mixer3 и Mixer4, после чего сигнал поступает на ФНЧ. ФНЧ с частотой среза 100 кГц реализованы при помощи инструмента fdatool без использования аналогового прототипа для того, чтобы получить нулевой фазовый сдвиг в полосе пропускания фильтра, т.е. в диапазоне рабочих частот петли.

После фильтрации сигнал задерживается на один такт и через масштабирующие усилители подается на дискриминаторы Subtract1 и Subtract2, на выходе которых формируется сигнал ошибки.

При разомкнутой петле уровень интермодуляционных продуктов составляет  $-19$  дБ относительно уровня полезного сигнала. Спектр выходного радиочастотного сигнала приведен на рис. 4.

После замыкания петли необходимо добиться наибольшей эффективности работы за счет изменения коэффициентов усиления масштабирующих усилителей. Следует отметить, что, несмотря на идеальные фазовые характеристики блоков, использованных в модели, при чрезмерно высоком петлевом усилении возникает самовозбуждение системы.

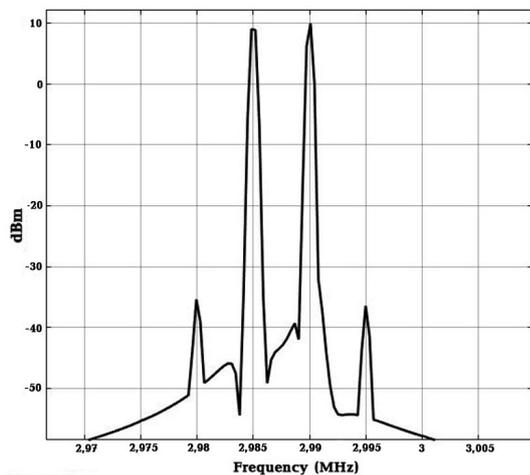


Рис. 5. Спектр сигнала с замкнутой петлей

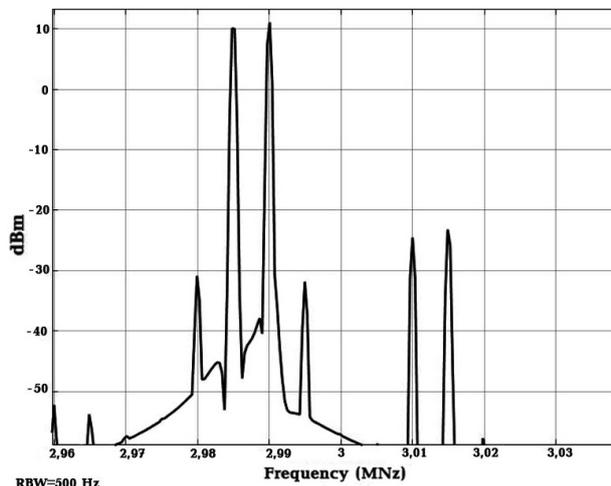


Рис. 6. Спектр выходного сигнала при фазовой ошибке 5 °

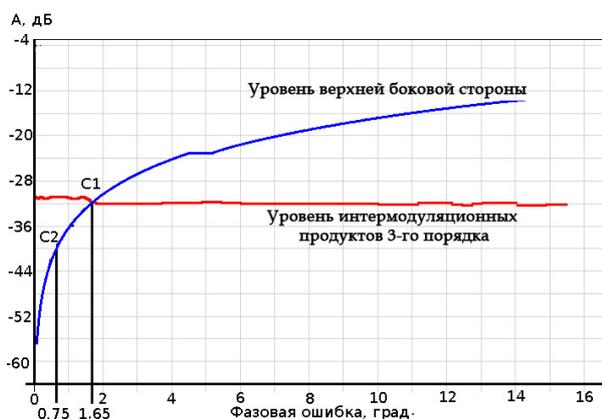


Рис. 7. Зависимость уровней интермодуляционных продуктов 3-го порядка и верхней боковой полосы от фазовой ошибки

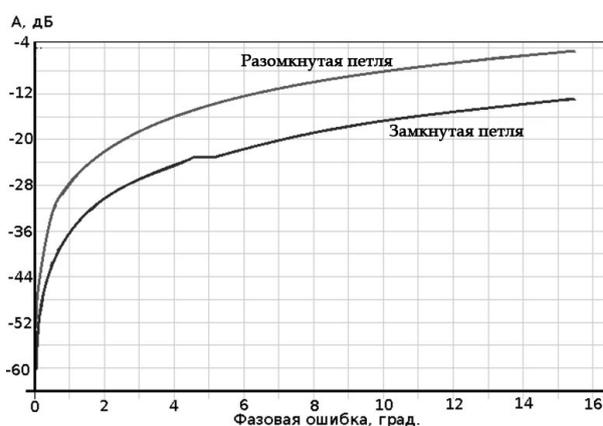


Рис. 8. Зависимость уровня верхней боковой полосы от величины фазовой ошибки для замкнутой и разомкнутой синфазно-квадратурной петли

Спектр выходного сигнала при замкнутой петле с оптимальными коэффициентами усиления и отсутствием ошибок приведен на рис. 5.

Как видно из рис. 5, уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка уменьшился до уровня  $-32$  дБ, при уровне полезного сигнала 10 дБ. Таким образом, подавление интермодуляций составило 13 дБ. При этом ввиду идеальности моделей уровни паразитных составляющих, таких как несущая, вторая боковая полоса имеют крайне малые значения.

После установления оптимального режима работы синфазно-квадратурной петли может быть промоделировано влияние фазовой ошибки гетеродина.

Как было показано выше, в выражении (2), увеличение фазовой ошибки приводит к увеличению уровня второй боковой полосы, а также к фазовому сдвигу исходного сигнала, что, в свою очередь, может привести к фазовому рассогласованию в петле и ухудшению эффективности подавления интермодуляционных продуктов.

На рис. 6. приведен спектр выходного сигнала при значении фазовой ошибки квадратур гетеродина  $5^\circ$ . В результате в спектре выходного сигнала появляются составляющие верхней боковой полосы, имеющие уровень  $-33,6$  дБ относительно полезного сигнала, при этом уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка увеличился на  $0,2$  дБ. Таким образом, можно сделать вывод, что небольшая

фазовая ошибка не приводит к снижению эффективности работы системы по подавлению интермодуляций, но приводит к появлению верхней боковой полосы в спектре сигнала, которая также плохо поддается фильтрации.

Для построения эмпирической зависимости уровня верхней боковой полосы, а также уровня интермодуляционных продуктов от значения фазовой ошибки следует провести несколько итераций моделирования, при этом изменение угла будет производиться в диапазоне от  $0^\circ$  до  $15^\circ$ . Полученные зависимости приведены на рис. 7 и рис. 8.

Моделирование показало, что уровень интермодуляционных продуктов при увеличении фазовой ошибки до  $15^\circ$  включительно сохраняет значение  $-32$  дБ, что равно уровню при отсутствии ошибки. Большой вклад в уровень паразитных составляющих при появлении фазовой ошибки вносит уровень верхней боковой полосы, который составляет  $-13$  дБ при наибольшей моделируемой фазовой ошибке. Следует отметить, что при значении фазовой ошибки в  $1,65^\circ$  уровни интермодуляционных продуктов и верхней боковой полосы равны. Для максимально теоретически возможного подавления интермодуляций для синфазно-квадратурной петли значение фазовой ошибки, при которой уровни данных паразитных составляющих равны, составляет  $0,75^\circ$ .

Как показывают результаты сравнения уровня верхней боковой полосы для замкнутой и разомкну-

той петли, показанные на рис. 8, применение синфазно-квадратурной петли позволяет снизить уровень верхней боковой полосы в среднем на 10 дБ при моделируемых значениях фазовой ошибки. Таким образом, можно сделать вывод, что, повышая линейность тракта данным способом, можно компенсировать нелинейности смесителей и других блоков, которые вызывают появление нежелательной боковой полосы в спектре выходного сигнала.

Преобразование вниз сигнала с ошибкой может быть описано выражением:

$$\begin{aligned}
 I'(t) &= A \cdot S(t) \sin \omega t = A \cdot \cos \left[ (\omega - \Omega)t + \frac{\Delta \varphi}{2} \right] \cos \frac{\Delta \varphi}{2} \sin \omega t - \\
 &\quad - \sin \left[ (\omega + \Omega)t + \frac{\Delta \varphi}{2} \right] \sin \frac{\Delta \varphi}{2} \sin \omega t = \\
 &= \frac{A \cos \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \left[ \sin \left( (2\omega - \Omega)t + \frac{\Delta \varphi}{2} \right) + \sin \left( -\Omega t + \frac{\Delta \varphi}{2} \right) \right] - \\
 &\quad - \frac{A \sin \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \left[ \cos \left( (2\omega + \Omega)t + \frac{\Delta \varphi}{2} \right) + \cos \left( \Omega t + \frac{\Delta \varphi}{2} \right) \right]; \quad (4)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q'(t) &= A \cdot S(t) \cos(\omega t + \Delta \varphi) = \\
 &= \cos \left[ (\omega - \Omega)t + \frac{\Delta \varphi}{2} \right] \cos \frac{\Delta \varphi}{2} \cos(\omega t + \Delta \varphi) - \\
 &\quad - \sin \left[ (\omega + \Omega)t + \frac{\Delta \varphi}{2} \right] \sin \frac{\Delta \varphi}{2} \cos(\omega t + \Delta \varphi) = \\
 &= \frac{A \cos \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \left[ \cos \left( (2\omega - \Omega)t + \frac{3\Delta \varphi}{2} \right) + \cos \left( -\Omega t - \frac{\Delta \varphi}{2} \right) \right] - \\
 &\quad - \frac{A \sin \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \left[ \sin \left( (2\omega + \Omega)t + \frac{3\Delta \varphi}{2} \right) + \sin \left( \Omega t - \frac{\Delta \varphi}{2} \right) \right]; \quad (5)
 \end{aligned}$$

где  $A$  — коэффициент передачи масштабирующего усилителя после ответвителя;  $I'(t)$  и  $Q'(t)$  — демодулированные квадратуры.

После фильтрации выражения будут иметь вид:

$$\begin{aligned}
 I'(t) &= \frac{A \cos \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \sin \left( \Omega t - \frac{\Delta \varphi}{2} \right) - \frac{A \sin \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \cos \left( \Omega t - \frac{\Delta \varphi}{2} \right) = \\
 &= \frac{A \cos \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \cos \Omega t + \frac{A \sin \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \sin \Omega t; \quad (6)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q'(t) &= -\frac{A \cos \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \cos \left( \Omega t + \frac{\Delta \varphi}{2} \right) - \frac{A \sin \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \sin \left( \Omega t + \frac{\Delta \varphi}{2} \right) = \\
 &= -\frac{A \cos \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \sin \Omega t - \frac{A \sin \frac{\Delta \varphi}{2}}{2} \cos \Omega t. \quad (7)
 \end{aligned}$$

Как видно из выражений (6) и (7), сигналы обратной связи содержат в себе составляющие второй квадратуры, которые, попадая на дискриминатор, а затем усиливаясь усилителем ошибки, отчасти ком-

пенсуют верхнюю боковую полосу. Этим объясняется снижение уровня верхней боковой полосы при замкнутой петле на 10 дБ, в сравнении с разомкнутой петлей.

Таким образом, установлено, что появление фазовой ошибки приводит к появлению в спектре выходного сигнала составляющих, соответствующих верхней боковой полосе. Применение синфазно-квадратурной петли позволяет снизить их уровень на 10 дБ, в сравнении со случаем, в котором не применяется данный метод линеаризации усилителя мощности. Также установлено, что фазовая ошибка, в пределах  $15^\circ$  не влияет на эффективность подавления интермодуляционных продуктов третьего порядка. При фазовой ошибке до  $0,75^\circ \dots 1,65^\circ$  уровень верхней боковой полосы не превышает уровень интермодуляций, что позволяет считать указанную фазовую ошибку допустимой.

#### Библиографический список

1. Razavi B. RF Microelectronics. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, Inc., 1998. P. 93.
2. Delaunay N. [et al.]. A RF Transmitter linearized using cartesian feedback in CMOS 65nm for UMTS standard // WW2011. Jan 2011. Glendale, United States, 2011. P. 49–52.
3. Ohishi Y. [et al.]. Cartesian feedback amplifier with soft landing // Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Proceedings. PIMRC92. Third IEEE International Symposium. 1992. P. 402–406.
4. Молодцов А. С., Косых А. В. Анализ работы декартовой (cartesian) системы обратной связи в радиочастотных усилителях мощности // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. 2013. № 2 (120). С. 312–314.
5. Zanchi M. G. [et al.]. Frequency-Offset Cartesian Feedback for MRI Power Amplifier Linearization // IEEE. Transactions on Medical Imaging. 2011. Vol. 30. Issue 2. P. 512–522.
6. Briffa M. A. Linearization of RF Power Amplifiers // A thesis of PhD. Australia, 1996. P. 195.
7. Dawson J. L., Lee T. H. Cartesian Feedback for RF Power Amplifier Linearization // Proceeding of the 2004 American Control Conference. Boston: Massachusetts. 2004. P. 1–6.
8. Фахрутдинов Р. Р., Завьялов С. А. Аналоговый генератор квадратур гетеродина для интегральной синфазно-квадратурной петли СВ-КВ диапазона в техпроцессе 180 нм // Россия молодая: Передовые технологии – в промышленность. 2017. № 1. С. 290–297.
9. Wood J. Behavioral Modeling and Linearization of RF Power Amplifiers // Artech house. London, 2014. P. 109. DOI: 10.1007/s00034-015-0151-0.
10. Crips S. RF Power Amplifiers for Wireless Communication. London, Boston: Artech house, 2006. P. 456. ISBN 10: 1-59693-018-7, ISBN 13: 978-159693-018-6.

**ФАХРУТДИНОВ Родион Ренатович**, младший научный сотрудник, ассистент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

**ЗАВЬЯЛОВ Сергей Анатольевич**, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики», старший научный сотрудник.

Адрес для переписки: porr\_11@mail.ru

Статья поступила в редакцию 25.05.2017 г.

© Р. Р. Фахрутдинов, С. А. Завьялов