

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.376.9

**И. В. ДУЛЬКЕЙТ
В. Л. ХАЗАН
И. С. ЗЕМЛЯНОВ
А. Н. ЮРЬЕВ**

Омский государственный
технический университет, г. Омск

АО «Омский научно-исследовательский
институт приборостроения», г. Омск

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ ДЛЯ НИЗКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ РАДИОЛИНИЙ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ МОДЕМЫ С OFDM

В статье приводятся результаты анализа метода частотно-временной синхронизации для низкоэнергетических радиолиний, использующих метод уплотнения с ортогонально-частотным разделением (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Показано, что предложенный метод обладает низкой чувствительностью к точности временной синхронизации. Данный метод позволяет использовать сигналы систем точного времени для вхождения и ведения связи.

Ключевые слова: частотно-временная синхронизация, OFDM-модем, системы точного времени.

Для повышения эффективности использования частотного спектра в современных системах радиосвязи широкое применение получил метод уплотнения с ортогонально-частотным разделением каналов (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Между тем передача информационных сообщений в формате OFDM на поле боя является демас-

кирующим фактором наиболее важного звена любой войсковой операции — пункта управления ею.

На осциллограммах шума и шумоподобного сигнала видно, что факт передачи может быть обнаружен по резкому увеличению уровня (рис. 1). Далее необходимо провести идентификацию обнаруженного сигнала на соответствие OFDM, критерием

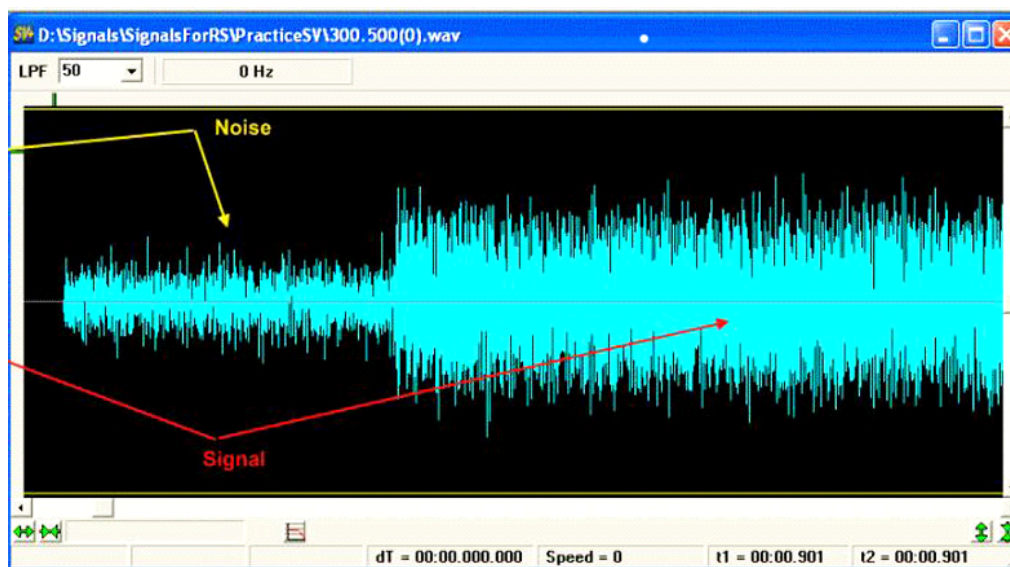


Рис. 1. Осциллограммы шума и шумоподобного сигнала

чего может являться корреляционный треугольник, на поиск которого, например для сигнала MIL-STD-188-110A 16 Channels, понадобится около 1–2 секунд [1].

Отсюда следует, что в течение 1–2 секунд сигнал будет обнаружен и идентифицирован средствами радиоэлектронной разведки потенциального противника как OFDM, после чего может быть подавлен сам сигнал средствами радиоэлектронной борьбы (РЭБ) или уничтожен источник сообщения.

В режиме вхождения в связь время прихода сигнала и начальный частотный сдвиг, вызванный внешними факторами, неизвестны. Для того, чтобы избавиться от этой неопределенности, необходимо произвести операцию частотно-временной синхронизации. Для определения значения частотного и временного сдвига применяются синхропоследовательности, обладающие большой базой [2], которые сами по себе, при известном законе их формирования, могут быть демаскирующим фактором передачи сообщения.

При приеме сигнала с априорно неизвестной частотой необходимо определить частоту сигнала, если она изменяется, то необходимо найти производную частоты. При этом ошибка в определении частоты не должна превышать шумовой полосы, а ошибка определения производной частоты должна быть на порядок меньше квадрата шумовой полосы. Под шумовой полосой $P_{ш}$ понимается следующая величина:

$$\begin{aligned} P_{ш} &= 1,1P_{\Delta} \\ P_{\Delta} &= P_c + 2\Delta F, \\ P_c &= 0,7 / \tau \end{aligned} \quad (1)$$

где P_{Δ} — ширина полосы пропускания линейного тракта,

P_c — ширина спектра принимаемого сигнала,

ΔF — доплеровское смещение частоты, вызванное радиальным движением абонентов друг относительно друга.

τ — минимальная длительность символа.

Для оптимальной оценки параметров широкое распространение получил метод максимального правдоподобия [3] благодаря простоте реализации и качества оценок. В условиях отсутствия сведений о наличии сигнала и закона распределения его основных

параметров задача синтеза оптимальной системы синхронизации рассматривается как задача синтеза оптимальной системы обнаружения и оценивания его параметров.

Для случая узкополосной системы радиосвязи полезный сигнал на входе приемника можно представить в виде:

$$u_{bx}(t) = u_c(t) + u_{ш}(t)$$

$$u_c = U_c(t; \Lambda_a) \cos[w_0 t + \phi_c(t; \Lambda_\phi)],$$

где $U_c(t; \Lambda_a)$ — закон изменения амплитуды;

$\phi_c(t; \Lambda_\phi)$ — закон изменения фазы;

$\Lambda_a = (\Lambda_{a1}, \Lambda_{a2}, \dots)$ — вектор параметров, влияющий на текущее значение амплитуды;

$\Lambda_\phi = (\Lambda_{\phi1}, \Lambda_{\phi2}, \dots)$ — вектор параметров, влияющий на текущее значение начальной фазы.

$$u_{ш}(t) = U_{ш}(t) \cos[w_0 t + \phi_{ш}(t)],$$

где $U_{ш}(t)$ — амплитуда шума,

$\phi_{ш}(t)$ — начальная фаза шума.

После аналого-цифрового преобразования (АЦП) входной отсчет сигнала в любой момент времени представляется в виде одного комплексного числа или в виде двух квадратур z_c и z_s . Эти квадратуры распределены по нормальному закону $W_i(z)$. В качестве оценки максимального правдоподобия выбирается вектор Λ , при котором логарифмическое отношение правдоподобия $\eta(\Lambda)$ достигает наибольшего значения.

$$\eta(\Lambda) = \ln \left(\frac{W_i(z | \Lambda)}{W_0(z)} \right),$$

где $W_i(z | \Lambda)$ — плотность вероятности вектора z при наличии сигнала с вектором параметров Λ ;

$W_0(z)$ — плотность вероятности вектора z в отсутствии сигнала.

В качестве оценки выбирают вектор $\hat{\Lambda} = (\hat{\Lambda}_a^T, \hat{\Lambda}_{\phi0}^T, \hat{\Lambda}_{\phi1}^T)^T$, обеспечивающий максимальное значение натурального логарифма отношения правдоподобия:

$$\eta(\Lambda) = \frac{1}{\varepsilon_m \sigma_m^2} \rho(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1}) \cos[\phi_{\phi0} - \Psi(\Lambda_a, \Lambda_{\phi1})] - Q^2(\Lambda_a), \quad (2)$$

Таблица 1

Требования к точности временной синхронизации

Зависимость точности синхронизации от полосы широкополосного сигнала						
Δf , кГц	3,1	6,2	10	16	40	100
Δt , мс	0,16	0,08	0,05	0,03	0,0125	0,005

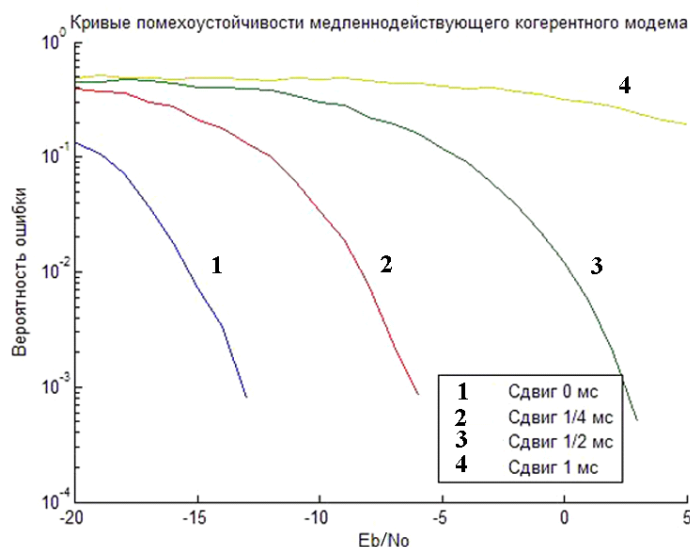


Рис. 2. Зависимость помехоустойчивости от расстройки по времени в полосе стандартного телефонного канала

где $\rho(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}) = |G(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1})|$;

$\Psi(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}) = \arg(G(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}))$;

$$G(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}) = \sum_{r=0}^{R-1} z_{rx}[r] U_c(t_r; \Lambda_a) \exp(-j\phi_c(t_r; \Lambda_{\phi 1})).$$

Очевидно, $\eta(\Lambda)$ будет принимать максимальное значение, когда аргумент косинуса равен 0, т. е.

$$\phi_{c0} = \Psi(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}). \quad (3)$$

При этом условии $\max(\eta(\Lambda))$ будет однозначно соответствовать вектор параметров, обеспечивающий это максимальное значение:

$$(\hat{\Lambda}_a^T, \hat{\Lambda}_{\phi 1}^T) = \operatorname{argmax} \left[\frac{1}{\varepsilon_m \sigma_m^2} \rho(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}) - Q^2(\Lambda_a) \right]. \quad (4)$$

Таким образом, для всех возможных значений параметров Λ_a и Λ_{ϕ} вычисляют комплексные коэффициенты разложения последовательности отсчетов по системе дискретных функций:

$$\Phi(t_r, \Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}) = U_c(t_r; \Lambda_a) \exp(-j\phi_c(t_r; \Lambda_{\phi 1})),$$

$$G(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}) = \sum_{r=0}^{R-1} z_{rx}[r] \Phi(t_r, \Lambda_a, \Lambda_{\phi 1}),$$

где r — номер дискретного отсчета.

Далее находим оценки, удовлетворяющие (3) и (4). Если логарифмическое отношение правдоподобия больше порога, то принимается решение о наличии сигнала, а сочетание векторов параметров, при котором наблюдается максимальное значение $G(\Lambda_a, \Lambda_{\phi 1})$, будет являться оценкой метода максимального правдоподобия (ММП).

Нестационарность пути распространения, характерная для коротковолнового (КВ) канала радиосвязи, и движение абонентов в процессе радиосвязи в радиальном направлении друг относительно друга приводят к временному запаздыванию передаваемой последовательности и доплеровскому сдвигу частоты несущей. Кроме того, из-за доплеровского эффекта изменяется частота следования элементов.

Для вхождения в синхронизм в общем случае необходимо осуществить поиск по неизвестным параметрам. Вектор параметров Λ_a , определяющих изменение амплитудного множителя, состоит из трех компонентов $\Lambda_a = (U_c, \tau, \tau_3)^T$, закон изменения фазы содержит два элемента $\Lambda_{\phi} = (\Omega, \phi_0)^T$. Обычно учитывают только два параметра: частотную расстройку несущей Ω и временную задержку τ , т.е. проводят поиск в плоскости, определяемой сочетанием параметров (частота, время). Расстройкой по тактовой частоте пренебрегают, полагая, что она мала.

Цифровое устройство оптимальной оценки параметров для каждого сочетания параметров Ω и τ должно выдавать комплексные числа, вычисляемые по формуле:

$$G(\tau, \Omega) = \sum_{r=0}^{R-1} z_{rx}[r] \Pi[r, \tau] \exp(-j\Omega r T),$$

где R — число отсчетов комплексной огибающей; $\Pi[r, \tau]$ — отсчеты эталонного сигнала.

Вычисления проводим по дискретным значениям задержки и частотного смещения. Разрешение по частоте выбираем на порядок меньше, чем $\Delta\Omega_1 = 2\pi/T_H$, где T_H — время наблюдения. Разрешение по времени выбираем в пределах временного интервала, при котором происходит захват сигнала.

Как известно [3], наименьшее время поиска достигается в случае параллельной обработки сигнала

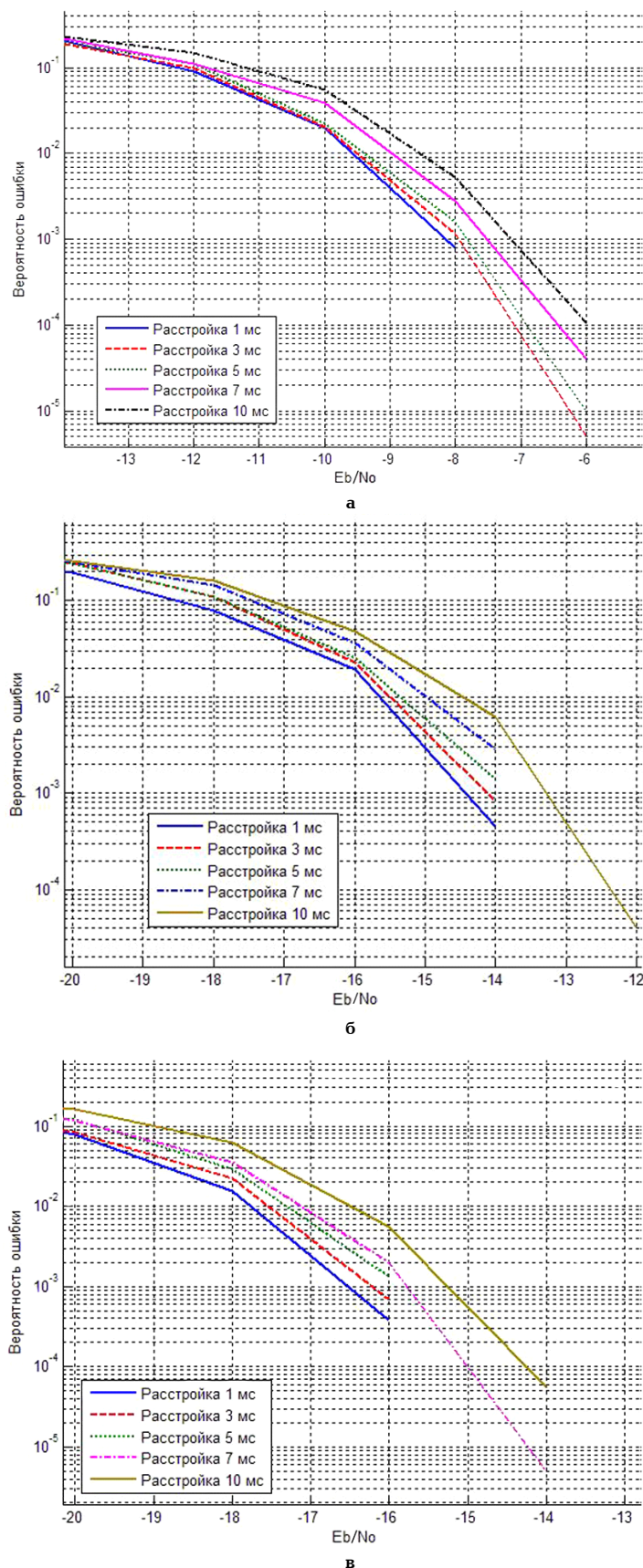


Рис. 3. Зависимость помехоустойчивости от расстройки по времени:
 а — в полосе стандартного телефонного канала (3100 Гц);
 б — в полосе 40 кГц; в — в полосе 100 кГц

в многоканальном устройстве. Каждый канал производит независимое вычисление, $G(\tau_s, \Omega_p)$, где s и p — номер шага по времени и частоте. При превышении G заданного порога делается вывод о наличии в канале

полезного сигнала. Значения параметров τ_s и Ω_p , которые соответствуют максимальному уровню G , принимаются за искомые — оценки в устройстве ведения связи. В общем случае если S — число

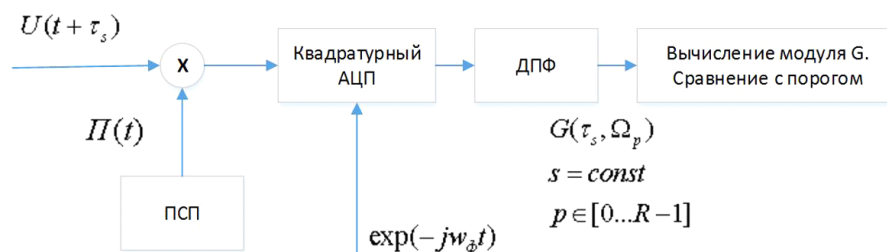


Рис. 4. Структурная схема последовательного поиска по задержке и параллельного по частоте

элементов в векторе τ_s , а $P - \Omega_p$ — число элементов в векторе частот, то общее число операций поиска синхропоследовательности на этапе синхронизации будет равно $S \cdot P$.

Для того, чтобы упростить частотно-временную синхронизацию, предлагается разделить ее на две независимые задачи в частотной и временной областях. Вопросы частотной синхронизации рассмотрены в [4], в данной работе рассматриваются методы синхронизации сигналов во времени.

Задача тактовой синхронизации для сигналов, находящихся под шумами, является вычислительно затратной, так как для нахождения точного положения смены символов зачастую используют длинную циклическую последовательность, суммарная энергия символов в которой как минимум в 10 раз больше, чем энергия одного тактового символа [5]. При этом на каждом тактовом интервале вычисляется коэффициент взаимной корреляции эталонной и принятой последовательности. Для предварительной синхронизации, чтобы упростить данную задачу, можно использовать сигналы точного мирового времени, которые можно получать с использованием приемника GPS/Глонасс или сигналов, принимаемых от международных станций точного времени.

Как известно, помимо погрешности, вызванной способом определения времени прихода сигнала от удаленного абонента, существует также погрешность, вызванная задержкой распространения радиоволн в канале связи, которую надо учитывать при вычислениях. Если речь идет о радиосвязи в КВ канале с дальностью односкачковых трасс до 2500–3000 км, задержка распространения радиоволн не превышает 10 мс. Если координаты пользователей известны, то с помощью программ траекторного расчета можно определить длину пути распространения радиоволн и компенсировать ошибку синхронизации с погрешностью, не превышающей максимально возможную разность хода лучей. В случае, если пользователи не имеют данных о точном географическом положении друг относительно друга, компенсировать данную временную задержку распространения можно путем передачи в начале сеанса радиосвязи координат передающего пункта. Также можно оценивать время распространения, передавая сигналы точного времени, и проводить сравнение с сигналами точного времени на приемном конце.

С увеличением базы радиосигнала возрастают требования к точности синхронизации по времени передающего и приемного устройств [6].

Если спектр сигнала занимает полосу частот Δf , то при когерентном взаимокорреляционном приеме сигнала необходимо обеспечить синхронизацию по времени с точностью $\Delta t \leq 1/2\Delta f$. В табл. 1 [6] показано, как зависит точность синхронизации Δt при приеме широкополосного сигнала от полосы Δf , занимаемой спектром этого сигнала.

Из табл. 1 видно, что при взаимокорреляционном приеме широкополосных сигналов необходима синхронизация с точностью до долей миллисекунды.

Для определения требований к точности синхронизации при различных фиксированных величинах временной рассинхронизации были методом математического моделирования определены кривые помехоустойчивости и проведен их сравнительный анализ для случая полосы стандартного телефонного канала и скорости передачи 8 бит/с (рис. 2).

Как видно из рис. 2, рассматриваемый алгоритм, основанный на синфазном сложении (когерентный прием), заключающийся в суммировании всех векторов в пределах полосы принимаемого сигнала и принятия решения по наибольшему из возможных решений, очень чувствителен к точности тактовой синхронизации. Временной сдвиг 1/4 мс приводит к энергетическим потерям на 7 дБ при качестве связи $P < 10^{-3}$, что не позволяет использовать данный модем для организации радиосвязи в режиме синхронизации по сигналам точного времени.

При скорости передачи 8 бит/с в канале с АБГШ были получены кривые зависимости помехоустойчивости от величины временной расстройки для различных значений рабочей полосы частот для алгоритма, основанного на нахождении проекции от векторного сложения поднесущих с амплитудами, равными амплитудам поднесущих, и фазами, равными разности фаз между ближайшими по частоте поднесущими (рис. 3), из которых видно, что расстройка временной синхронизации на 10 мс приводит к ухудшению помехоустойчивости на 1 дБ. Данным ухудшением помехоустойчивости можно пренебречь и использовать предлагаемый метод для организации связи с синхронизацией по сигналам точного времени.

На рис. 4 изображена схема синхронизации по частоте и времени, в которой происходит свертка сигнала с известной на приемной стороне псевдослучайной последовательности (ПСП), а затем, после оцифровки двух квадратур и получения комплексного цифрового сигнала, производится построение спектра сигнала. Блок дискретного преобразования Фурье (ДПФ) дает возможность одновременного сравнения по всем возможным частотам в пределах полосы пропускания. Для фиксированного момента времени в спектре выбирается номер гармоники с наибольшей амплитудой частотной составляющей. Эта операция повторяется при других временных сдвигах и выбирается компонент, соответствующий глобальному максимуму $|G(\tau_s, \Omega_p)|$.

Так как поиск по задержке в нашем случае отсутствует, то производится только поиск по частоте. От других схем синхронизации: с последовательным поиском по задержке и по частоте, с последовательным поиском по задержке и параллельным по частоте, с параллельным поиском по задержке и после-

довательным по частоте — приведенная на рис. 4 схема обладает наибольшей производительностью, так как позволяет за один такт вычислений определить присутствующий в сигнале частотный сдвиг.

Выводы. Таким образом, предложенный алгоритм частотно-временной синхронизации предъявляет минимальные требования к аппаратуре цифровой обработки сигналов и обладает максимальной производительностью, а также позволяет организовывать режим синхронизации по информационному сигналу без использования длинной синхропоследовательности. Особо стоит отметить достоинства предложенного метода перед когерентными алгоритмами как наиболее простого и не требующего особых мер для синхронизации по времени.

Библиографический список

1. Модуль анализа OFDM в SA версии v 6.1.2.5. URL: <http://www.radioscanner.ru> (дата обращения: 09.07.2016).
2. Proakis J. G., Digital Communications. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001. P. 928.
3. Цифровые радиоприемные системы / Под ред. М. И. Жодзинского. М.: Радио и связь, 1990. 208 с.
4. Dulkey I. V., Zemlyanov I. S., Svistunov G. V. Frequency synchronization technique for OFDM signals // International Siberian Conference on Control and Communications SIBCON 2015. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7147071&punumber%3D71> 33660%26filter%3DAND%28p_IS_Number%3A7146959%29%26pageNumber%3D5 (дата обращения: 09.07.2016).

5. Сергиенко А. Б. Цифровая связь: учеб. пособие / А. Б. Сергиенко. СПб.: Изд-во ЛЭТИ, 2012. — 164 с.

6. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970. 728 с.

ДУЛЬКЕЙТ Игорь Владимирович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики Омского государственного технического университета (ОмГТУ).

Адрес для переписки: dulkeytiv@yandex.ru

ХАЗАН Виталий Львович, доктор технических наук, профессор кафедры систем связи и информационной безопасности ОмГТУ.

Адрес для переписки: vlhazan@yandex.ru

ЗЕМЛЯНОВ Иван Сергеевич, инженер-программист АО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения» (АО «ОНИИП»).

Адрес для переписки: Zemlyanov2006@yandex.ru

ЮРЬЕВ Александр Николаевич, кандидат технических наук, начальник НИЛ отдела 20 АО «ОНИИП».

Адрес для переписки: yurev119@rambler.ru

Статья поступила в редакцию 10.07.2016 г.

© И. В. Дулькейт, В. А. Хазан, И. С. Землянов, А. Н. Юрьев

Книжная полка

Киреев, В. Ю. Нанотехнологии в микроэлектронике. Нанолитография – процессы и оборудование / В. Ю. Киреев. – Долгопрудный : Интеллект, 2016. – 319 с.

В учебно-справочном руководстве проведен анализ возможностей, особенностей, ограничений и областей применения различных литографических и нелитографических методов наноструктурирования для создания топологии ИС с элементами субстонаанометрового диапазона. Показаны основные физические и химические механические механизмы и ограничения, лежащие в основе оптической нанолитографии, нанолитографии на экстремальном ультрафиолете, нанопринт литографии, электронной нанолитографии и вакуумного газоплазменного травления. Приведено современное производственное оборудование различных видов нанолитографии, его операционные и конструкционно-технологические параметры, технологические и экономические характеристики реализуемых процессов. Руководство для университетов с обучением по специальностям: 210601 «Нанотехнология в электронике», 210104 «Микроэлектроника и твердотельная электроника», 222900 «Нанотехнология и микросистемная техника», 210600 «Нанотехнология», 210100 «Электронное машиностроение», а также для инженеров и научных работников.

Хадыкин, А. М. Основы надежности радиоэлектронных средств : учеб. пособие / А. М. Хадыкин, Н. В. Рубан. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2016. – 97 с.

Рассмотрены оценки надежности комплектующих элементов радиоэлектронных средств при помощи коэффициентов, учитывающих различные факторы; методы оценки надежности измерения проектирования; методы обеспечения и повышения надежности на различных стадиях жизненного цикла. Предназначено для студентов всех форм обучения по направлениям подготовки бакалавров 11.03.03 и магистров 11.04.03 «Конструирование и технология электронных средств», может быть полезно студентам родственных направлений подготовки при выполнении курсовых и аттестационных работ.

Тихонов, А. И. Информационно-измерительные приборы и устройства : учеб. пособие / А. И. Тихонов. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2016. – 91 с.

Предназначено для магистрантов, выполняющих компьютерные лабораторные работы и самостоятельные домашние задания по дисциплинам «Измерительная техника, датчики», «Электроника», «Промышленная электроника» и по другим аналогичным по тематике дисциплинам, предусмотренным учебной программой. Может быть использовано при выполнении индивидуальных домашних заданий студентами инженерной специальности 210106 «Промышленная электроника», а также обучающимися по программе бакалавриата ФГОС ВПО по направлению подготовки 210100.62 «Электроника и наноэлектроника».

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ АЛГОРИТМА CORDIC В СОСТАВЕ ЦИФРОВОГО СМЕСИТЕЛЯ НА ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН, СВОБОДНЫЙ ОТ ПАРАЗИТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

В данной работе исследовано влияние параметров алгоритма CORDIC в составе цифрового смесителя на динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR), выявлены наилучшие значения параметров CORDIC в целях реализации наиболее эффективного цифрового смесителя с высокой чистотой спектра. В результате была получена зависимость изменения SFDR от параметров CORDIC, а также получено аппроксимирующее выражение, позволяющее выполнить оценку снизу, т. е. получить значение SFDR, которое гарантированно будет обеспечено для выбранных параметров CORDIC во всем частотном диапазоне. Новым в данной работе является применение сквозного подхода к проектированию, позволяющее быстро перейти от математического моделирования к прототипированию на ПЛИС.

Ключевые слова: CORDIC; цифровой смеситель; динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих; цифровой понижающий преобразователь.

Введение. Алгоритм CORDIC (от англ. COordinate Rotation DIgital Computer — цифровой вычислитель поворота системы координат) — это достаточно давно известный математический алгоритм, позволяющий свести прямые вычисления сложных функций к набору простых операций сложения и сдвига. В электронике и цифровой технике использование данного метода позволяет наиболее эффективно использовать аппаратные ресурсы устройств с ограниченными вычислительными возможностями, такими как микроконтроллеры и ПЛИС.

Использование данного метода позволяет эффективно решать задачи в области цифровой обработки сигналов, в машинной графике, навигации [1], более того, возможна перспективная оптимизация алгоритмов CORDIC как на уровне ускорения базовых операций в общем, так и на уровне частных решений конкретных задач, что обуславливает применимость и большую гибкость этого семейства алгоритмов.

В данной работе рассматривалось применение CORDIC-алгоритма для реализации цифрового смесителя как составной части цифрового понижающего преобразователя (Digital Down Converter — DDC) и цифрового повышающего преобразователя (Digital Up Converter — DUC) либо для реализации генератора гармонических сигналов. На рис. 1 представлена классическая структурная схема цифрового понижающего преобразователя, где NCO — генератор, управляемый числом; CIC — децимирующий интегрально-гребенчатый фильтр; FIR — корректирующий КИХ-фильтр. Комбинация умножителей и NCO образуют цифровой смеситель, переносящий спектр сигнала с несущей на нулевую частоту. В данной структуре, NCO можно реализовать с ис-

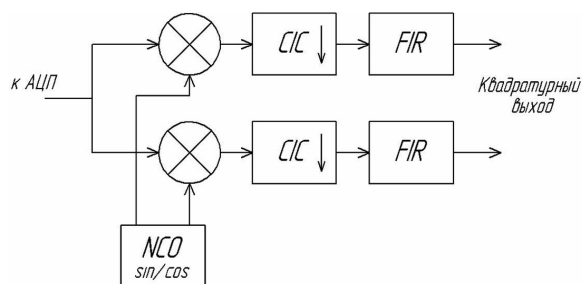


Рис. 1. Цифровой понижающий преобразователь

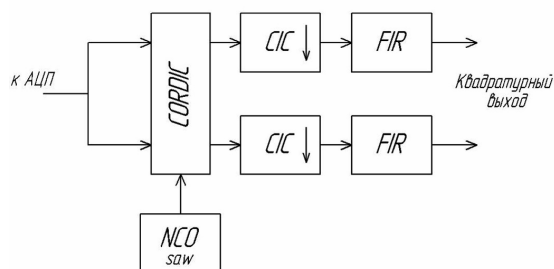
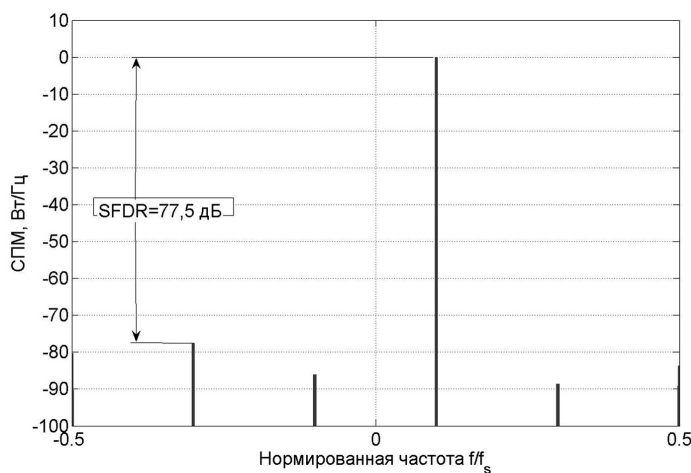
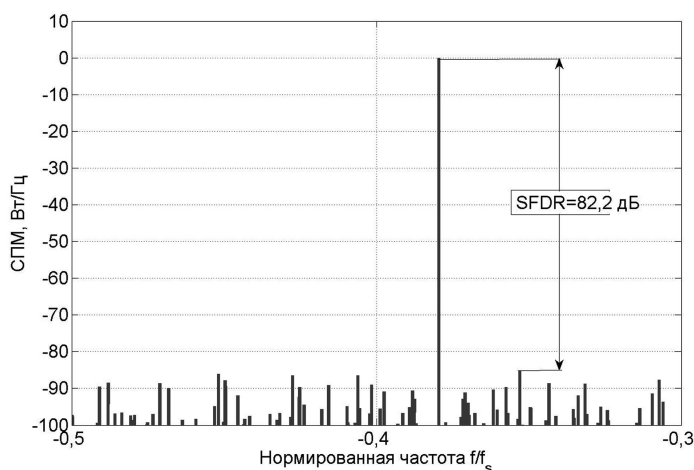


Рис. 2. Цифровой понижающий преобразователь со смесителем на CORDIC-алгоритме

пользованием CORDIC-алгоритма, который формирует гармонический сигнал: одновременно синус и косинус. CORDIC при этом работает в режиме «поворот» [1].

Однако более предпочтительно использовать другую структуру цифрового смесителя, основанную на CORDIC-алгоритме (рис. 2). В этом случае исчезают умножители, что экономит логические

Рис. 3. СПМ однотонального сигнала с частотой $0,124 f_s$ Рис. 4. СПМ однотонального сигнала с частотой $0,1 f_s$

ячейки ПЛИС. Так же как и в предыдущем случае, CORDIC работает в режиме «поворот». Отличия заключаются в том, что в режиме формирования гармонических сигналов на вход CORDIC подается константа, а в случае работы в режиме смесителя на вход подаются значения сигнала, подлежащего переносу по частоте. Величина фазы поворота (аргумента) определяется генератором пилообразного сигнала, управляемого числом (NCO saw).

Одним из основных параметров цифрового смесителя является динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих, SFDR (*Spurious-Free Dynamic Range*). SFDR — это безразмерная величина, равная отношению мощности полезной узкополосного сигнала, в данном случае однотонального гармонического сигнала, к мощности наиболее мощной паразитной частотной составляющей (гармоники) [2] (рис. 3, 4).

Параметр SFDR сильно зависит от частоты однотонального гармонического сигнала. Для примера на рис. 3 и рис. 4 представлены спектральные плотности мощности (СПМ) сигнала на выходе цифрового смесителя, для наглядности работающего в режиме переноса частоты вверх. Разница частот сигнала незначительная, однако параметр SFDR отличается на 4,7 дБ. Это связано с тем, что при частоте сигнала f , не кратной частоте дискретизации f_s , мощность побочных спектральных составляющих распределяется по частотному диапазону более равномерно. Если же частота дискретизации кратна частоте сигнала, то вся мощность побочных спектральных со-

ставляющих концентрируется на частотах $\pm n \cdot f / f_s$, где $n = 2, 3, 4, \dots, f_s / (2f)$.

Целью данной работы является определение влияния параметров CORDIC-алгоритма, таких как разрядность выходных данных, разрядность входного аргумента и количество каскадов (либо итераций при итеративной реализации) на величину SFDR. Учитывая, что SFDR зависит от частоты входного сигнала, при анализе использовался только наихудший случай, т.е. минимальный SFDR во всем частотном диапазоне, от $-f_s/2$ до $+f_s/2$.

Для достижения поставленной цели были определены следующие задачи:

1. Реализовать CORDIC-алгоритм с использованием языка описания аппаратуры (HDL от англ. hardware description language).
2. Сформировать рабочую среду для анализа поведения CORDIC-алгоритма с изменяющимся набором параметров.
3. Определить SFDR во всем диапазоне частот при выбранных параметрах CORDIC.
4. Исследовать зависимость наихудшего (минимального) SFDR от параметров CORDIC.

Результаты данной работы могут быть применены для предварительного выбора параметров CORDIC при реализации цифрового смесителя либо генератора гармонических сигналов, задавшись требуемым SFDR.

Реализация CORDIC алгоритма на языке описания аппаратуры. Алгоритм CORDIC может быть использован в двух режимах: «поворот» и «вектор».

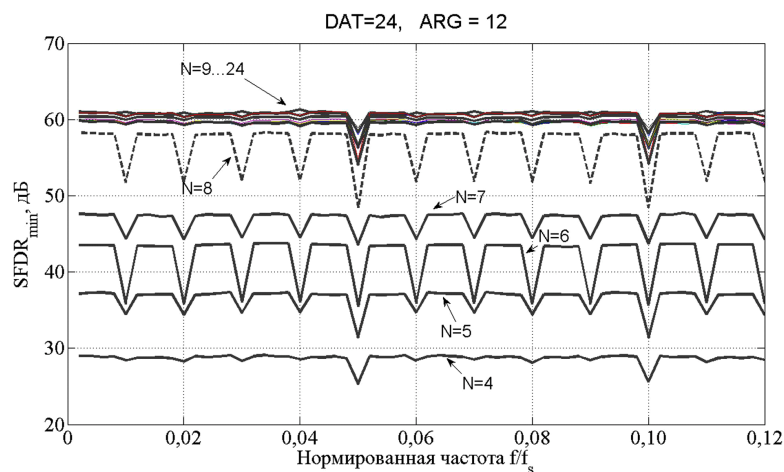


Рис. 5. Зависимость SFDR от нормированной частоты при разном количестве каскадов N

В режиме «поворот» осуществляется поворот вектора на комплексной плоскости на произвольный угол. В режиме «вектор» осуществляется вычисление длины вектора и его угла относительно оси абсцисс.

Как уже ранее упоминалось, для реализации цифрового смесителя, либо генератора гармонических сигналов, алгоритм CORDIC необходимо использовать в режиме «поворот». В этом случае базовые операции по определению координат x и y определяются следующими соотношениями [1, 3, 4]:

$$x_{i+1} = x_i - \sigma_i y_i \cdot 2^{-i}$$

$$y_{i+1} = y_i + \sigma_i x_i \cdot 2^{-i}$$

$$z_{i+1} = z_i - \sigma_i \alpha_i$$

$$\sigma_i = \text{sign}(z_i)$$

$$i = 0, 1, \dots, N-1, z_0 = X, \alpha_i = \arctg(2^{-i}),$$

где z_i и α_i — значение управляющих операторов на i -м шаге.

В ходе выполнения преобразований, вектор испытывает деформацию, характеризующуюся увеличением длины вектора. Коэффициент деформации зависит только от количества каскадов (итераций) N и определяется выражением [1]:

$$K_N = \prod_{i=0}^{N-1} \sqrt{1 + 2^{-2i}} \approx 1,647,$$

$$K \approx 1,647 \text{ при } N \rightarrow \infty$$

Коэффициенты α_i рассчитываются заранее, на этапе разработки кода, и помещаются в массив. В этом случае индекс i является номером ячейки массива. Количество ячеек массива соответствует количеству каскадов (итераций) N .

Таким образом, в качестве параметров CORDIC, влияющих на величину SFDR, были выбраны:

1. Разрядность аргумента (фазы поворота) X и z_i .
2. Разрядность выходных данных x и y (координат вектора), при этом разрядность промежуточных значений x_i и y_i совпадает с разрядностью результата x_{N-1} и y_{N-1} .
3. Количество каскадов (итераций) N .

Для анализа влияния параметров CORDIC-алгоритма было разработано программное обеспечение для автоматической генерации Verilog кода модуля

CORDIC с конвейерной структурой [5–8], в котором задаются требуемые параметры, такие как количество каскадов, разрядность данных и аргумента.

Анализ уровня SFDR. Для определения SFDR на вход цифрового смесителя подавалась константа, по амплитуде меньшая в K_n от максимально допустимого и проводилось преобразование частот вверх. В этом случае на выходе цифрового смесителя формируется квадратурный гармонический сигнал с частотой, равной частоте пилообразного сигнала NCO saw. Далее вычисляется спектральная плотность мощности сформированного сигнала и определяется разница уровней основного тона и максимального паразитной составляющей. Для определения наихудшего SFDR был исследован весь частотный диапазон, в результате моделирования составлялась функция зависимости SFDR от частоты сигнала, после чего определялся минимум.

На рис. 5 представлены зависимости SFDR от нормированной частоты для некоторых значений разрядности аргумента ARG, разрядности выходных данных DAT и количества каскадов N . Из рис. 5 видно, что SFDR неравномерно зависит от частоты, и, как ранее было сказано, если частота дискретизации кратна частоте сигнала, то SFDR уменьшается.

Также по рис. 5 видно, что увеличение количества каскадов N приводит к увеличению SFDR, но только до некоторого значения, при котором увеличение N не приводит к улучшению SFDR. В примере, представленном на (рис. 5), улучшение SFDR прекращается при $N > 8$. Это объясняется тем, что начинают оказывать свое негативное влияние ограничение разрядности аргумента ARG и данных DAT.

На рис. 6 представлены зависимости минимума SFDR во всем частотном диапазоне от количества каскадов CORDIC при фиксированных ARG и DAT. По данным графикам было установлено, что зависимость минимума SFDR (SFDR_{min}) от количества каскадов N можно аппроксимировать прямой с крутизной 6 дБ/каскад. Из этого следует важный вывод о том, что добавление одного каскада (итерации) улучшает SFDR_{min} приблизительно на 6 дБ. Однако следует обратить внимание на то, что из-за влияния конечной разрядности ARG и DAT поведение SFDR_{min} колеблется относительно аппроксимирующей прямой. Причем в области $N \geq 9$ отклонения от аппроксимирующей прямой достигает 5–7 дБ в большую сторону. Следовательно, аппроксимирующим выра-

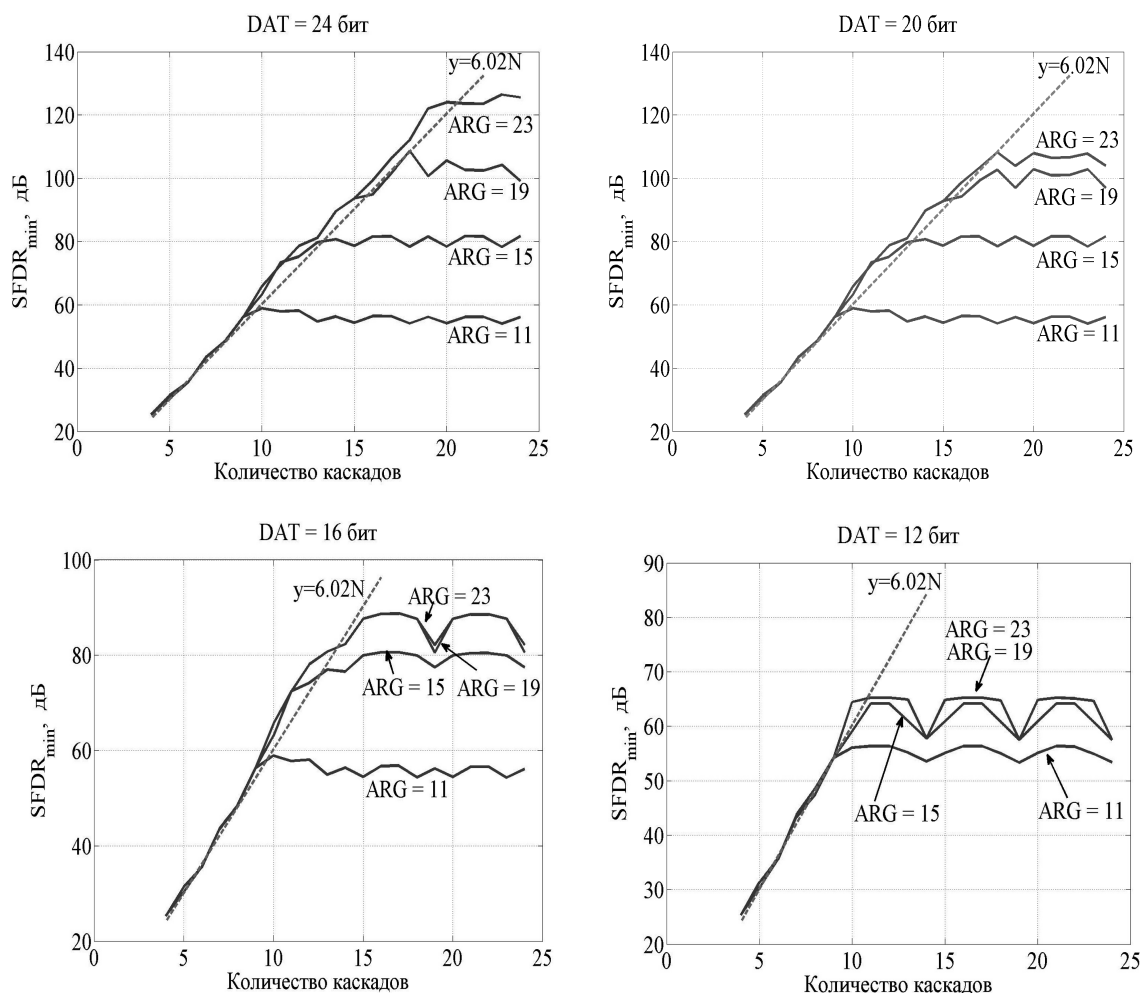


Рис. 6. Зависимости минимума SFDR от количества каскадов N при различной разрядности данных DAT и аргумента ARG

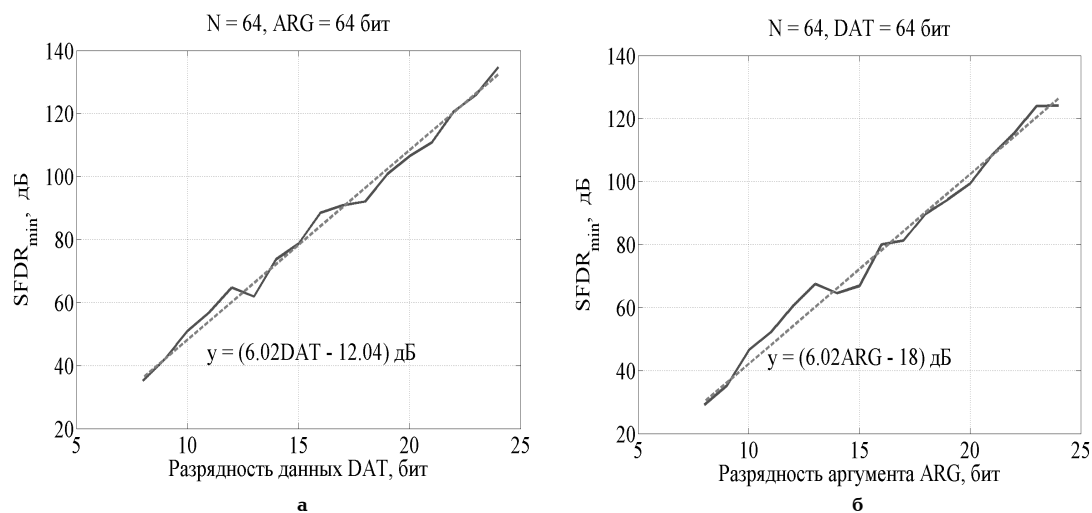


Рис. 7. Зависимости минимума SFDR от разрядности данных DAT (а) и аргумента ARG (б)

жением рекомендуется пользоваться только для приближенной оценки снизу, т.е. наихудшего, минимального $SFDR_{min}$, после чего стоит проводить уточняющее моделирование, если таковое необходимо.

На рис. 7 представлены зависимости $SFDR_{min}$ при изменении только одного параметра разрядности данных DAT (рис. 7а) или аргумента ARG (рис. 7б) при этом остальные параметры выбраны много больше для минимизации их влияния. Так, количе-

ство каскадов было выбрано равным 64. Второй фиксированный параметр разрядности также выбирался равным 64 битам.

По рис. 7 видно, что обе зависимости также имеют зависимость пропорциональную 6 дБ/бит, и отличаются только начальным сдвигом.

Учитывая все полученные зависимости (от количества каскадов N , разрядности данных DAT и аргумента ARG), было получено аппроксимирующее выражение:

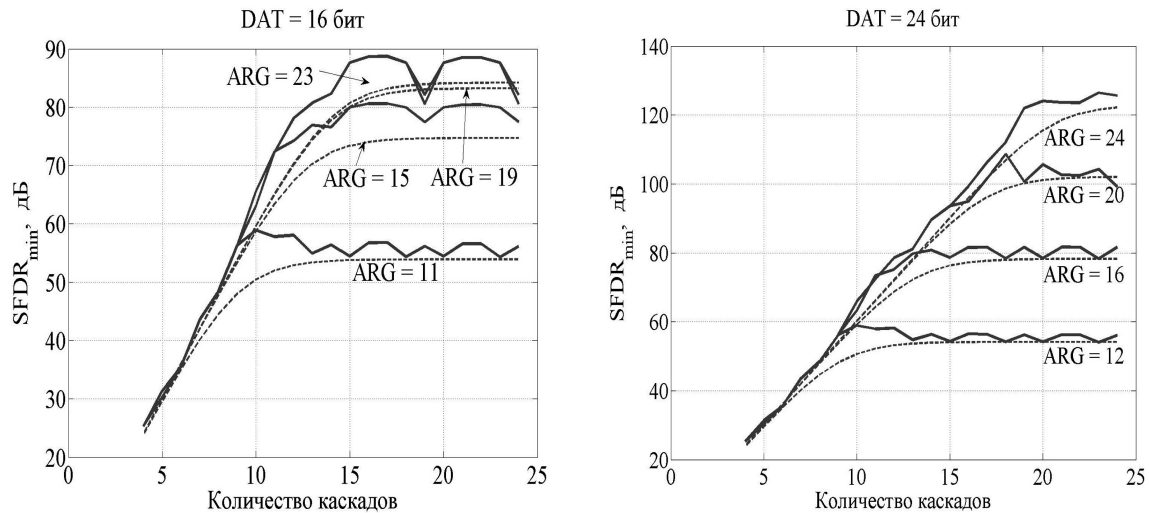


Рис. 8. Аппроксимирующие зависимости минимума SFDR

$$\overline{SFDR}_{\min} = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{\frac{1}{10^{S \cdot N}} + \frac{1}{10^{(S \cdot DAT - 2 \cdot S)}} + \frac{1}{10^{(S \cdot ARG - 3 \cdot S)}}} \right) \text{ дБ}, \quad (1)$$

где константа $S = \log_{10} 2$.

Выражение (1) позволяет оценить минимальный SFDR во всем частотном диапазоне, зная N , ARG и DAT . На рис. 8 представлены сравнение результатов моделирования и зависимостей, полученных по выражению (1). Видно, что в случае сильно ломаного характера поведения зависимости, полученной путем моделирования, аппроксимирующая зависимость отличается достаточно сильно. Особенно ярко это проявляется на участке перегиба, где отклонение составляет порядка 7–9 дБ. Однако полученное аппроксимирующее выражение (1) позволяет сделать оценку снизу, т.е. получить значение SFDR, которое гарантированно будет обеспечено для выбранных параметров N , ARG и DAT во всем частотном диапазоне.

Полученное выражение полезно использовать при первичном выборе параметров цифрового смесителя на основе CORDIC при реализации цифрового понижающего или повышающего преобразователей (DDC и DUC). Типичным представителем цифрового понижающего преобразователя, широко применяемым в радио- и телекоммуникационном оборудовании, является микросхема GC4016, имеющая наихудший $SFDR = 115$ дБ. Применяя выражение (1) можно определить, что для обеспечения заданных характеристик по SFDR потребуются следующие параметры CORDIC (не более): количество каскадов $N = 20$, разрядность аргумента $ARG = 24$ бит, разрядность данных $DAT = 24$ бит.

Библиографический список

1. Захаров А. В., Хачумов В. М. Алгоритмы CORDIC. Современное состояние и перспективы. Программные системы: теория и приложения. М.: Физматлит, 2004. С. 354–372.

2. Kester, W. High Speed System Applications. Analog Devices. 2006. 288 p.

3. Конев Д. С. К вычислению модуля комплексного числа и огибающей аналитического сигнала // Научно-технические исследования в космических исследованиях Земли. 2012. Т. 4. № 3. С. 23–25.

4. Токарев В. А., Хлуденев А. В. Оценка эффективности алгоритмов цифровой обработки сигналов при конвейерной реализации // Ограве-онлайн. 2015. № 20. URL: <http://journal.mrsu.ru/arts/ocenka-effektivnosti-algoritmov-cifrovoj-obrabotki-signalov-pri-konvejernoj-realizacii> (дата обращения: 09.11.2016).

5. Hong-Thu N., Xuan-Thuan N., Cong-Kha P., Trong-Thuc H., Duc-Hung L. A parallel pipeline CORDIC based on adaptive angle selection // International Conference on Electronics, Information, and Communications (ICEIC). 2013. P. 1–4.

6. Hu Y., Naganathan S. An angle recording method for Cordic algorithm implementation // IEEE Transactions on Computers. 1993. Vol. 42. P. 100–102.

7. Junwei L., Jiandong F., Bajin L., Yudong Z. Study of CORDIC algorithm based on FPGA // Chinese Control and Decision Conference (CCDC). 2016. P. 4338–4343.

8. Timmermann D., Hann H., Hostika B. J. Low latency time Cordic algorithms // IEEE Transactions on Computers. 1998. no. 5. Vol. 47. P. 587–602.

ПУЗЫРЁВ Павел Иванович, кандидат технических наук, научный сотрудник кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики.

Адрес для переписки: puzyrev@omgtu.ru

СЕМЕНОВ Кирилл Вадимович, младший научный сотрудник кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики.

Адрес для переписки: hovertgrib@mail.ru

Статья поступила в редакцию 21.11.2016 г.

© П. И. Пузырёв, К. В. Семенов

МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ ВИБРОДИАГНОСТИРОВАНИИ КОЛЕСНО-МОТОРНЫХ БЛОКОВ ЛОКОМОТИВОВ

Показана важная роль вибродиагностического оборудования в процессе ремонта подвижного состава. Рассмотрены преимущества и недостатки основных методов обработки сигналов во временной и частотной области при вибродиагностировании узлов подвижного состава железных дорог. Определены перспективные направления внедрения рассмотренных методов. Сделан вывод о целесообразности использования одновременно нескольких методов анализа в частотной области.

Ключевые слова: вибрация, методы диагностирования, параметры временного сигнала, частотный анализ, спектр, преобразование.

На сети железных дорог, в том числе и в Омском регионе, вибродиагностическое оборудование (ВДО) имеется практически в каждом вагоноремонтном и локомотиворемонтном предприятии, что определяется технологией ремонта и отраслевыми нормативными документами. От эффективности работы ВДО напрямую зависят показатели безопасности движения и такой важный показатель качества ремонта, как коэффициент технической готовности локомотива. Проблема выбора метода диагностирования для конкретного вида оборудования всегда являлась актуальной задачей, требующей теоретических исследований и анализа практического опыта работы с ВДО.

В работе приводится очень сжатый анализ наиболее применимых на практике методов, а также методов, которые являются многообещающими с точки зрения получения новых результатов в идентификации дефектов.

Классификация методов анализа выделяет два независимых подхода: исследование сигналов во временной области (рис. 1) и спектральный анализ исследования в частотной области (рис. 2–4).

Методы анализа временного сигнала. Эти методы предполагают вычисление таких параметров, как среднеквадратическое значение (СКЗ) вибросигнала, коэффициент усиления (при автоматическом его подборе), коэффициент формы, коэффициент импульсности, размах (пик – пик), пик – фактор, эксцесс, фактор Куртозиса. На рис.1 приведен пример временного сигнала вибрации с буксового узла КМБ.

По среднеквадратическому значению (СКЗ) вибросигнала (чаще всего это виброускорение или виброскорость). Среднеквадратическое значение рассчитывается по следующему выражению (1):

$$X_{\text{ср.кв.}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} [X(t)]^2 dt}. \quad (1)$$

Величина СКЗ характеризует энергию вибросигнала и, как отдельный показатель, является малоинформативной величиной, имеющей к тому же ограниченный диапазон при определении степени развития дефектов. Единственное достоинство этого метода — относительная простота реализации.

ПИК-фактор — относительная величина, которая показывает соотношение пиковых значений и фона (СКЗ) и вычисляется по формуле (2):

$$K_{\text{пик}} = \frac{X_{\text{макс}}}{X_{\text{ср.кв.}}}. \quad (2)$$

Пик-фактор «отслеживает» наличие в сигнале кратковременных всплесков.

Для бездефектных узлов величина пик-фактора обычно лежит в пределах от 3 до 5 (при отсутствии в сигнале ударных импульсов), но при появлении даже незначительных дефектов его величина возрастает до значений 15–25. Для реализации этого метода, который имеет значительные ограничения, можно использовать простой виброметр.

Используемые в настоящее время варианты метода пик-фактора [1]:

- SPM — метод ударных импульсов (Shock Pulse Measurement);
- HFD — метод обнаружения высокочастотного сигнала (High Frequency Detection);
- SE — метод измерения энергии импульса (Spike Energy).

За последние 3–4 года время предпринимались попытки использовать в качестве диагностического признака функции моментов четвертого порядка — **Коэффициент эксцесса или фактор Куртозиса** (Kurtosis), далее — **ФК** [2], определяется по нижеприведенной формуле (3):

$$\Phi_k = \int_{t_0}^{t_0+T} (X - X_{\text{ср.}})^4 P(x) dx, \quad (3)$$

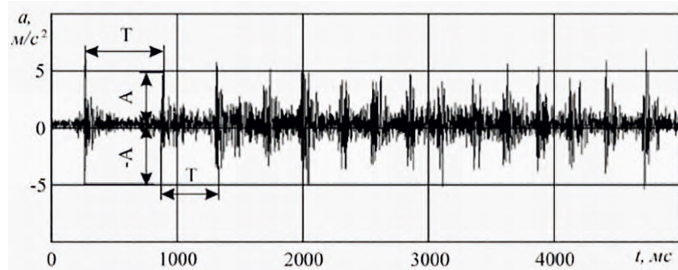


Рис. 1. Временной сигнал вибрации с буксового узла КМБ

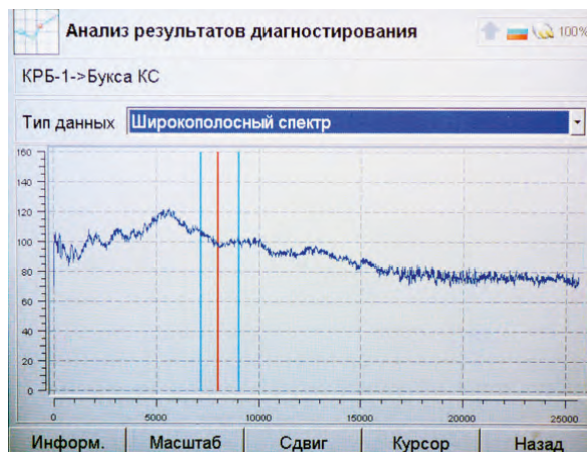


Рис. 2. Пример широкополосного спектра вибрации буксового подшипника

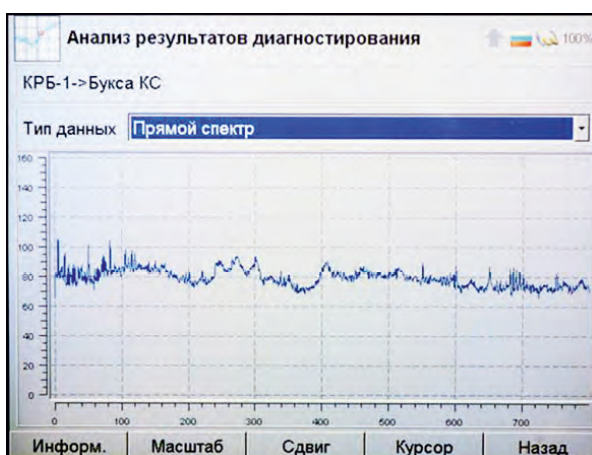


Рис. 3. Пример прямого спектра вибрации буксового подшипника

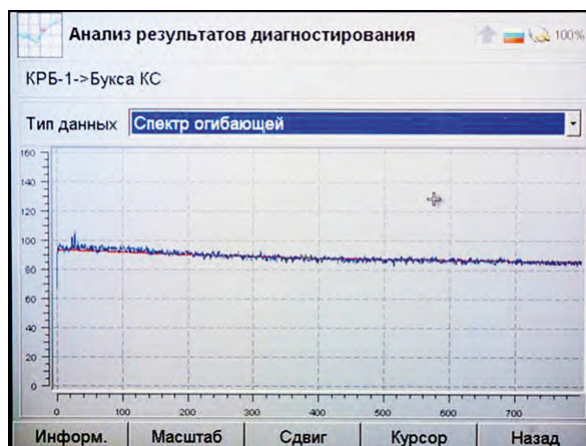


Рис. 4. Пример спектра огибающей вибрации буксового подшипника

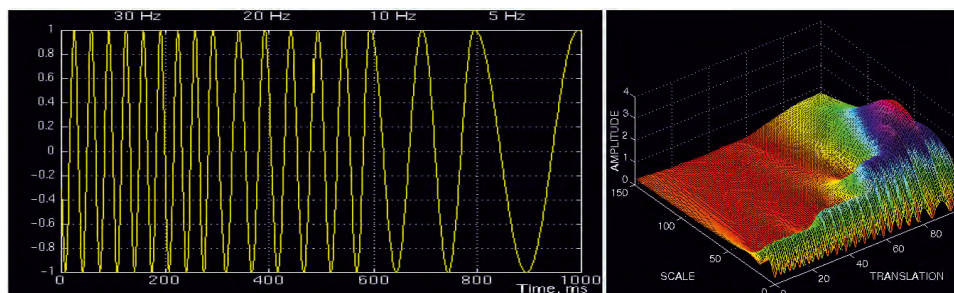


Рис. 5. Пример графической интерпретации вейвлет-преобразования сигнала вибрации

где $X(t)$ — амплитуда сигнала с датчика вибрации (временной сигнал),
 $P(x)$ — функция вероятности случайной величины (временного сигнала),
 T — период наблюдения,
 t_0 — время начала наблюдения,
 X_{cp} — среднеквадратическое отклонение временного сигнала.

ФК является скалярной величиной, которая характеризует остроту вершинности графика плотности унимодального (случайного) распределения.

Коэффициент эксцесса или ФК все чаще используют для идентификации дефектов, которые не обнаруживаются другими методами [3]. Возможно расширенное использование этого метода в виде проведения статистического теста Харке — Бера (Jarque — Bera test), где дополнительно вычисляется коэффициент асимметрии относительно нормального распределения. Судя по открытым источникам, тест для идентификации дефектов подшипников по вибросигналам до сих пор не использовался.

Исследование вибросигнала в частотной области. Исследования в частотной области основаны на анализе амплитудно-частотного разложения временного сигнала вибрации с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Преобразование Фурье основывается на представлении периодического сигнала произвольной формы в виде суммы отдельных гармонических составляющих [4] со своей амплитудой и частотой (4):

$$K_{\text{нук}} = S_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos \omega_k t + b_k \sin \omega_k t), \quad (4)$$

где $\omega_1 = 2\pi/T$ — круговая частота, соответствующая периоду повторения сигнала;
 $\omega_k = k\omega_1$ — гармонические составляющие от 1 до k .

Результаты разложения представляются в виде спектров. В практике диагностирования узлов подвижного состава используются: широкополосный спектр (рис. 2), прямой спектр (рис. 3), спектр огибающей (рис. 4). Анализ прямого спектра позволяет распознавать сильно развитые дефекты, а анализ спектра огибающей — слаборазвитые и зарождающиеся дефекты.

Вейвлет-преобразование является относительно новым методом, использующимся в вибродиагностике роторных механических узлов подвижного состава. Вейвлет-преобразование является частотно-временным представлением сигнала и позволяет получить о нем наиболее объективную информацию [5].

Вейвлеты имеют свойство подавлять медленно изменяющиеся составляющие и тем самым позволяют более детально анализировать более высокочастотную составляющую сигнала.

Вейвлет-преобразованием сигнала $S(t)$ является двумерная функция (ортонормальный базис), которая зависит от коэффициентов масштаба a и значений времени b (5):

$$W_s(a, b) = \{S(t)\psi_{a,b}(t)\} = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} S(t)\psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt, \quad (5)$$

где $\psi(t)$ — производящая или материнская функция;
 a — параметр масштаба, имеющий косвенное отношение к частоте;

b — параметр сдвига сигнала по оси времени;

$\sqrt{a}$ — нормирующий коэффициент;

$W_s(a, b)$ — коэффициент, соответствующий данному масштабу и сдвигу материнского вейвлета по шкале времени и амплитуды.

Пример графической интерпретации вейвлет-преобразования сигнала вибрации представлен на рис. 5.

В качестве производящей функции можно использовать её основной вариант, известный как функция Морле (6):

$$\psi(t) = e^{i2\pi f_0 t} e^{-\frac{|t|^2}{2}}. \quad (6)$$

Возможности использования вейвлет-преобразования для диагностирования объектов подвижного состава железных дорог обсуждаются в работе [6].

Преимущества использования метода — идентификация дефектов, которые невозможно определить другими методами. Следует отметить, что реализация метода требует относительно больших вычислительных мощностей и временных затрат. Интерпретация результатов также представляет трудности.

Кепстральный анализ. По аналогии со спектральным анализом временного сигнала кепстр является также сжатием данных, только уже самого спектра [7]. Кепстр мощности сигнала формируется в виде прямого преобразования Фурье от спектра мощности:

$$C_{xx}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \ln |S_{xx}(\omega)|^2 e^{i\omega\tau} d\omega, \quad (7)$$

где $S_{xx}(f)$ — амплитудный спектр сигнала $x(t)$.

Такое сжатие эффективно, если спектр виброакустического сигнала модулирован одной или несколькими частотами, что характерно для объектов, содержащих зубчатые кинематические пары. Этот метод позволяет выделить информацию о сигнале, из результата многократных отражений при нелинейных преобразованиях и модуляции. При этом вся энергия виброакустического сигнала, рассеянная по множеству гармоник в спектральном методе, локали-

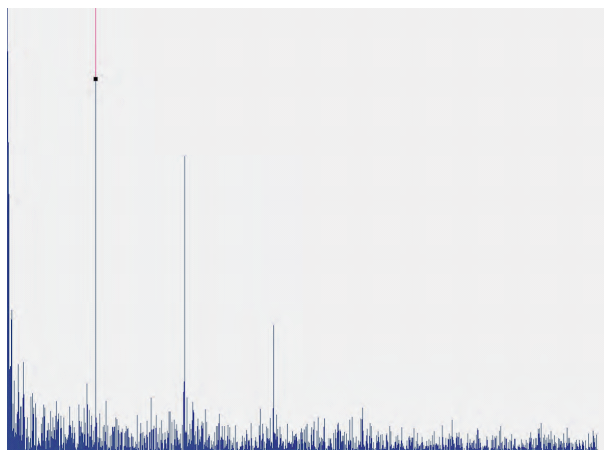


Рис. 6. Графическая интерпретация рахмоник кепстра вибросигнала

зуется в одной составляющей при кепстральном методе анализа сигнала. Графическая интерпретация рахмоник кепстра вибросигнала представлена на рис. 6.

Кепстр мало чувствителен к изменениям фазы сигналов и может быть использован в спектральном анализе для исключения из спектра энергии составляющих отраженного сигнала. Метод не нашел практического применения в вибродиагностическом оборудовании из-за недостаточной информативности.

Фрактальный анализ. Перспективным методом анализа случайных сигналов является теория фракталов. Фракталом называется структура, состоящая из частей, которые в каком-то смысле подобны целому [8]. Пример такой структуры показан на рис. 7.

Фрактальная размерность является интегральной характеристикой объекта или процесса. Она обобщает понятие евклидовой геометрической размерности и, в отличие от последней, может принимать нецелочисленные значения. Познавательная сила понятия фрактальной размерности состоит в том, что с его помощью можно упорядочивать исследуемые процессы по свойствам хаотичности или сложности и, таким образом, классифицировать (разделять) их [9]. В работе [9] показано, что наиболее подходящим для задач диагностирования является метод виртуальных объемов, который хорошо разделяет стационарные случайные сигналы по форме их распределения вероятностей, что позволяет строить специальные порядковые измерительные шкалы и использовать их для оперативного решения задач измерений, контроля и диагностики.

Нейронные сети. Искусственные нейронные сети (ИНС) являются упрощенной математической моделью биологических нервных сетей и строятся по тому же принципу действия. Одними из основных свойств ИНС являются возможность обучения и адаптации (приспособления к изменяющимся входным

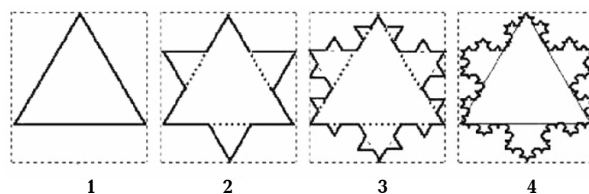


Рис. 7. Пример графической интерпретации фрактала геометрической фигуры

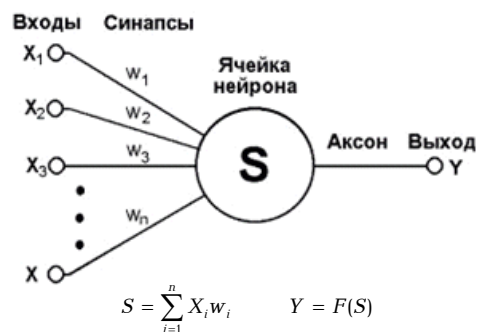


Рис. 8. Форма представления элемента нейронной сети

условиям — самонастройке). Различают как программные, так и аппаратные реализации ИНС [10]. На рис. 8 показана форма представления элемента нейронной сети.

Для решения задачи идентификации дефектов роторных механических узлов недостаточно использования одно- или двухуровневой структуры — в этом случае необходима организация многослойного персептрона (рис. 9).

Необходимым этапом обучения является формирование обучающей выборки. Одним из алгоритмов обучения может быть алгоритм обратного распространения ошибки. Это алгоритм градиентного спуска, который дает возможность минимизировать суммарную квадратическую ошибку. ИНС присуща высокая степень автоматизации процесса диагностирования, но они достаточно сложны и трудоемки в реализации и требуют проведения процедуры обучения для каждого нового типа объекта диагностирования (рис. 10).

Нечеткие множества. В 1965 г. математиком Лотфи Заде было сделано обобщение классической логики и теории множеств, которое принято называть теорией нечетких множеств. Для этой теории характерна совокупность следующих положений: набор нестрогих правил; использование интуиции и опыта специалистов; отсутствие строгих стандартов. Основными понятиями являются: характеристическая функция (функция принадлежности к множеству), которая может принимать любые значения

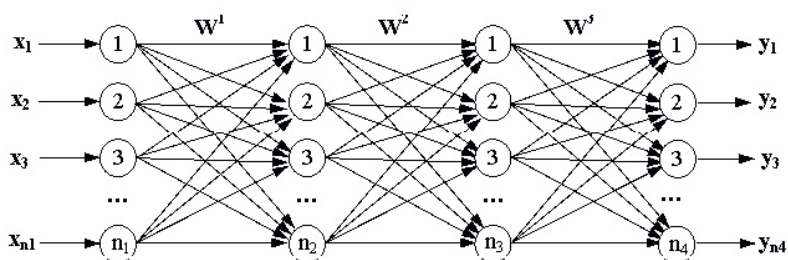


Рис. 9. Схема многослойного персептрона

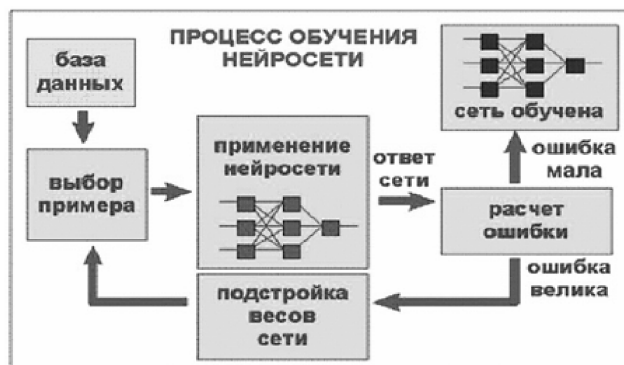


Рис. 10. Алгоритм обучения нейросети

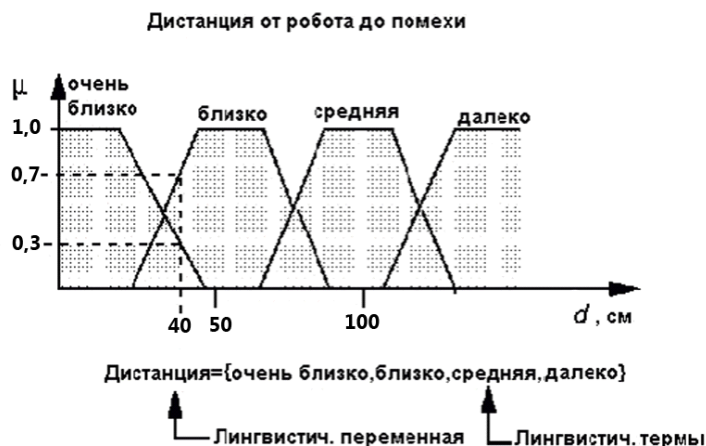


Рис. 11. Графическая иллюстрация понятий теории нечетких множеств

в интервале $[0...1]$, а не только 0 и 1; пересечения и дополнения множеств; нечеткое отношение; лингвистическая переменная; оператор импликации. Иллюстрация понятий теории нечетких множеств приведена на рис. 11. По мнению авторов, теория нечетких множеств является наиболее перспективным направлением в развитии алгоритмов вибродиагностирования.

Выводы. С целью повышения достоверности и глубины диагностирования ответственных узлов колесно-моторных блоков подвижного состава наметилась тенденция использования одновременно нескольких методов. В настоящее время идет активное опробование нетрадиционных подходов в части обработки и анализа исходной информации, но чаще всего такие работы заканчиваются только модельными экспериментами и еще не находят широкого практического применения в области вибродиагностики. Так как отдельным методам присущи свои преимущества и недостатки, то одновременное их использование может дать новый качественный результат в виде возможности идентификации ранее не обнаруживаемых дефектов, а также в виде повышения глубины и достоверности диагностирования.

Рассмотренные в статье методы могут быть применены в диагностическом оборудовании не только для железнодорожного транспорта, но и в таких отраслях, как нефтехимия, металлургия, добывающая промышленность.

Основными критериями применимости методов являются: эффективность, оптимальное соотношение цена/качество, технологичность, возможность работы в реальном масштабе времени.

Библиографический список

1. Гаврилин А. Н., Мойзес Б. Б. Диагностика технологических систем: учеб. пособие. В 2 ч. Томск: Изд-во Томского политехн. ун-та, 2014. Ч. 2. 128 с.
2. Вероятность и математическая статистика: энциклопедия / Под ред. Ю. В. Прохорова. М.: Большая российская энциклопедия, 2003. 912 с.
3. Тэттер В. Ю. Разработка технологий и оборудования для вибродиагностики колесно-моторных блоков локомотивов: дис. ... канд. техн. наук: 05.22.07. Омск, 2005. 193 с.
4. Латыпова Н. В., Тучинский Л. И. Ряды Фурье: учеб.-метод. пособие. Ижевск: Изд-во «Удмуртский университет», 2011. 80 с.
5. Приоров А. Л., Волохов В. А., Апальков И. В. Обработка сигналов на основе вейвлет-преобразования: метод. указания. Ярославль: ЯрГУ, 2011. 44 с.
6. Дороничев А. В. Совершенствование вибродиагностики подшипников качения тяговых электрических машин: дис. ... канд. техн. наук: 05.22.07. Хабаровск, 2012. 165 с.
7. Костюков В. Н., Науменко А. П. Основы виброакустической диагностики и мониторинга машин. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2011. 360 с.
8. Федер Е. Фракталы: пер. с англ. М.: Мир, 1991. 254 с.
9. Кликушин Ю. Н. Метод фрактальной классификации сложных сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2000. № 4. URL: <http://jre.cplire.ru/win/apr00/1/text.html> (дата обращения: 10.08.2016).
10. Короткий С. Нейронные сети: основные положения. URL: <http://www.masters.donntu.edu.ua/2005/eltf/krasovskiy/lib>rary/article5.htm> (дата обращения: 10.08.2010).
11. Кофман А. Введение в теорию нечетких множеств. М.: Радио и связь, 1982. 432 с.

ТЭТТЕР Александр Юрьевич, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафедры теоретической электротехники Омского государственного университета путей сообщения.

Адрес для переписки: te@omgups.ru

ТЭТТЕР Владимир Юрьевич, кандидат технических наук, доцент (Россия), начальник научно-исследо-

вательского отдела ООО «НПК «Энергосервис-Резерв», г. Омск.

Адрес для переписки: tetterv@mail.ru

Статья поступила в редакцию 07.12.2016 г.

© А. Ю. Тэттер, В. Ю. Тэттер

УДК 621.317.39

А. И. ЧЕРЕДОВ
А. В. ЩЕЛКАНОВ

Омский государственный
технический университет,
г. Омск

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЕ—ЧАСТОТА НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДОМЕНА

Показана возможность построения преобразователей напряжение-частота (ПНЧ) на основе электрического домена. Приводятся результаты экспериментальных исследований ПНЧ. Чувствительный элемент ПНЧ на основе электрического домена выполнялся из арсенида галлия (GaAs). Диапазон преобразования составлял единицы вольт и лежал в пределах от [7–8] до 10 вольт. Чувствительность ПНЧ в этом диапазоне достигала [7–10] МГц/В.

Ключевые слова: измерительный преобразователь, эффект Ганна, частотный выходной сигнал, чувствительность, полупроводник.

С каждым годом возрастают требования к средствам измерения и контроля и их функциональным узлам по быстродействию, чувствительности, погрешности. В настоящее время удовлетворить эти требования на основе известных принципов и применяемой элементной базе в ряде случаев затруднительно. Одним из возможных путей улучшения характеристик средств измерений является применение для их построения новых физических принципов и эффектов. Неотъемлемым узлом измерительного прибора какой-либо физической величины является первичный измерительный преобразователь (ИП), который преобразует непосредственно воздействующую на него измеряемую физическую величину в другую величину или измерительный сигнал. Следует отметить, что весьма перспективным представляется создание ИП, выходным сигналом которых является изменение частоты электрических колебаний. Подобные преобразователи обладают рядом достоинств, к которым можно отнести: 1) частотный сигнал наиболее просто может быть представлен в виде цифрового кода; 2) высокую помехозащищенность сигнала, что обуславливает малые потери информации при передаче по различным линиям связи; 3) высокую точность измерения частоты и др.

В связи с этим большой практический интерес представляют ИП, в которых осуществляется прямое преобразование аналоговой входной величины в частоту переменного электрического сигнала (напряжения или тока).

Исследования различных неустойчивостей в твердых телах, в частности неустойчивостей в электронно-дырочной плазме полупроводников [1], показывали, что при возникновении некоторых типов неустойчивости в полупроводниковых образцах в них самопроизвольно возбуждаются колебания электрического тока. Примером такой неустойчивости является осцилляторный эффект [2], заключающийся в возникновении колебаний тока в полупроводниковом образце, помещенном в продольные электрическое и магнитное поля, напряженности которых превышают некоторые пороговые значения. Частота этих колебаний зависит от многих факторов, что позволяет построить измерительные преобразователи, в которых осуществляется непосредственное преобразование измеряемой величины в частоту колебаний напряжения или тока [3].

В 1963 году Дж. Ганн обнаружил явление возникновения колебаний тока в полупроводниках группы АIII–BV при приложении к ним постоянного напряжения [4], которое позднее получило название «эффект Ганна». Данный эффект наблюдается в различных полупроводниковых соединениях, таких как арсенид галлия *GaAs*, фосфид индия *InP*, твердых растворах *GaAs–GaP*, *GaAs–AlAs* и др. Позднее, с помощью экспериментов, в которых зондом измерялось распределение электрического потенциала по образцу во время когерентных колебаний, было показано, что эти колебания связаны с периодическим образованием и распространением по образцу узкой области очень сильного электрического поля — элек-

трического домена [5]. Образование домена начинается у катода и продолжается в течение некоторого времени при движении его по образцу. Полностью сформировавшись, домен продолжает двигаться по образцу до тех пор, пока, достигнув анода, не исчезает. В это время на катоде начинает образовываться другой домен, и процесс повторяется. Свойства домена существенно отличаются от свойств остальной части образца. Механизм образования домена обусловлен наличием дрейфовой нелинейности подвижности носителей заряда $\mu = \mu(E)$, приводящей к наличию отрицательной дифференциальной проводимости (ОДП) пространственно-однородной системы [6]. Домен возникает при приложении к однородному полупроводниковому образцу такого электрического напряжения, при котором средняя напряженность поля соответствует падающей части вольт-амперной характеристики (ВАХ) и превышает некоторое пороговое значение (например, для GaAs область ОДП начинается с полей порядка 300 кВ/м). Во время формирования домена ток в образце падает и остается неизменным после формирования домена и во время его движения по образцу. При исчезновении домена на аноде плотность тока в образце увеличивается. Процесс формирования и исчезновения домена повторяется, и, таким образом, повторяющийся процесс формирования и исчезновения домена обуславливает возникновение колебаний протекающего по образцу тока. Исходя из ВАХ, можно получить приближенное выражение для пороговой напряженности электрического поля, которое имеет вид:

$$E_{\text{п}} \approx \sqrt{\frac{kT}{q\epsilon\mu}}, \quad (1)$$

где q — заряд электрона; k — постоянная Больцмана; ϵ — диэлектрическая проницаемость; μ — подвижность; ρ — удельное сопротивление образца в слабом поле.

Из выражения (1) видно, что значение порогового поля зависит от параметров образца, в частности от удельного сопротивления ρ .

Частота колебаний определяется скоростью движения домена и длиной образца:

$$f \cong \frac{V_d}{L}, \quad (2)$$

где L — длина образца; V_d — дрейфовая скорость домена (например, дрейфовая скорость домена в GaAs $\approx 10^5$ м/с), совпадающая с дрейфовой скоростью электронов вне домена.

Дрейфовая скорость электронов в области ОДП убывает с ростом напряженности электрического поля и, соответственно, приложенного к образцу напряжения. Поэтому частота колебаний тока должна уменьшаться с ростом приложенного к образцу напряжения.

Используя простую модель малосигнальной теории, предложенной Энгельманом и Куэйтом [7], можно получить выражение для фазовой скорости V_p нарастающей волны, которое может быть представлено в виде:

$$V_p = \mu_0 \left(1 - \frac{1}{m} \right) \left(1 + \frac{\omega_c}{\omega_{da}} \right), \quad (3)$$

где μ_0 — подвижность в точке нулевого наклона ВАХ; m — параметр, вычисляемый по отношению омического тока к фактическому току в точке нулевого

наклона ВАХ; $\omega_c = \sigma_0 / (\epsilon \epsilon_0)$ — частота диэлектрической релаксации; σ_0 — проводимость образца в слабом поле; $\omega_{da} = (\mu E)^2 / D$ — диффузионная частота; D — коэффициент диффузии.

Выражение (3) справедливо для случая, когда $E = E_0$, где E_0 — электрическое поле в точке нулевого наклона ВАХ; E — текущее поле.

В более общем случае выражение для фазовой скорости может быть представлено в виде:

$$V_p = \mu_0 \frac{X_0(m-1)}{m-1+X_0^m} \times \sqrt{\left[\left(1 - \frac{mX_0^{m-2}}{m-1+X_0^m} \cdot \frac{\omega_c}{\omega_{da}} \right)^2 + \frac{4\omega_c}{X_0^2\omega_{da}} \right]}. \quad (4)$$

Следует отметить, что в высокоомных образцах $\omega_c/\omega_{da} \ll 1$ и выражение (4) для фазовой скорости может быть аппроксимировано соотношением:

$$V_p = \mu_0 \frac{E}{E_0} K_0, \quad (5)$$

где $K_0 = F(E_0)$ — параметр, зависящий от поля.

Из волновой теории известно, что частота ω , фазовая скорость V_p волны и ее волновой вектор K , совпадающий с направлением распространения волны, связаны соотношением:

$$\omega = KV_p. \quad (6)$$

Используя модель малосигнальной теории, было получено, что характер изменения частоты от напряженности электрического поля зависит от удельного сопротивления образца. В низкоомных образцах частота сначала несколько возрастает при увеличении напряженности электрического поля, а затем, проходя через максимум, монотонно уменьшается. В высокоомных образцах частота монотонно уменьшается с увеличением напряженности электрического поля.

Для низкоомных образцов выражение для частоты может быть представлено в виде:

$$f = \frac{\mu E_0}{L} \left(\frac{(m-1)X_0}{m-1+X_0^m} \times \sqrt{\left[\left(1 - \frac{mX_0^{m-2}}{m-1+X_0^m} \cdot \frac{\omega_c}{\omega_{da}} \right)^2 + \frac{4\omega_c}{X_0^2\omega_{da}} \right]^{1/2}} \right). \quad (7)$$

В случае высокоомного образца, учитывая соотношение, связывающее частоту, фазовую скорость и волновой вектор, совпадающий с направлением распространения волны, а дрейфовая скорость равна:

$$V_d = \mu E \quad (8)$$

выражение для зависимости частоты генерации от напряженности электрического поля может быть представлено в виде:

$$f = \frac{\mu E_0}{L} X_0 [(m-1) + X_0^m]^{-1}, \quad (9)$$

где $X_0 = E/E_0$ — нормализованная напряженность электрического поля; E_0 — напряженность поля в точке нулевого наклона ВАХ; E — текущее поле.

Так как электрическое поле в образце создается приложенным к нему напряжением, то частота колебаний тока будет зависеть от напряжения. Это свойство эффекта Ганна указывает на возможность

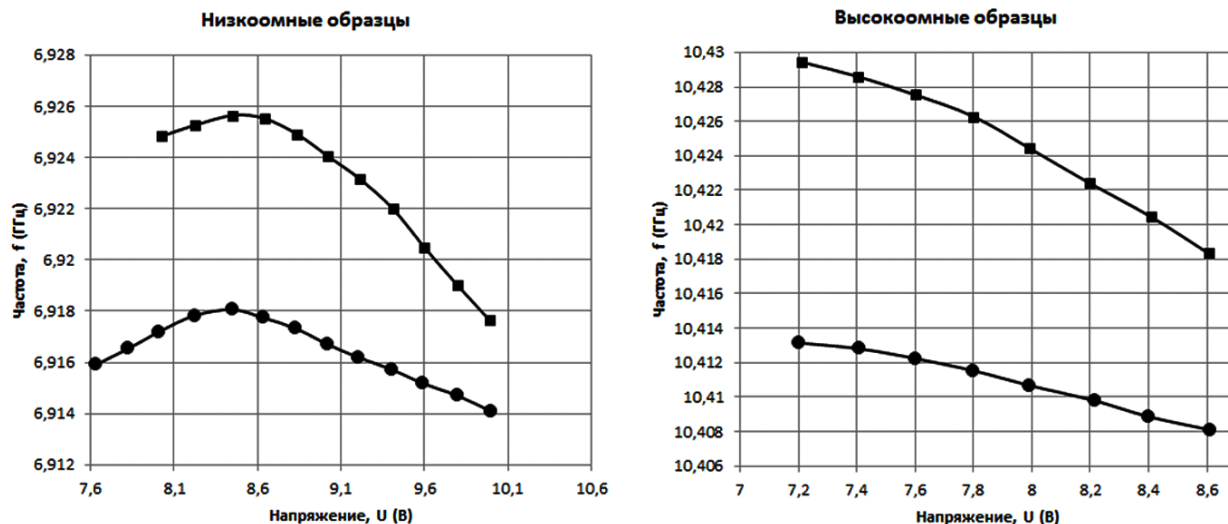


Рис. 1. Зависимость частоты генерации от напряжения

его использования для построения ПНЧ. На рис. 1 приведены экспериментальные зависимости частоты от приложенного напряжения для нескольких образцов из GaAs.

Приведенные результаты исследований показывают возможность создания преобразователей напряжение — частота (ПНЧ) на основе электрического домена.

Экспериментальные исследования ПНЧ на основе электрического домена (эффекта Ганна) показали, что чувствительность ПНЧ достигает 7 МГц/В. Диапазон преобразования составляет несколько вольт. (В исследованных ПНЧ — от одного до трех вольт). Начальное значение частоты определяется размерами чувствительного элемента ПНЧ и может составлять единицы — десятки гигагерц. Низкое значение входного сопротивления ПНЧ на эффекте Ганна обуславливает необходимость его включения в измерительную цепь с большим входным сопротивлением.

Библиографический список

1. Ancker-Johnson, Betsy. Some Plasma Effects in Semiconductors. Nuclear Science. 1967. Vol. 14. P. 27–39.
2. Larrabee R. D., Steel M. C. Oscillistor — New Type Semiconductor Oscillator. // J. Appl. Phys. 1960. Vol. 31. № 9. P. 1519–1523.

3. Чередов А. И., Щелканов А. В. Частотные преобразователи на основе осциллистора // Актуальные проблемы электронного приборостроения. АПЭП-2014: тр. XII Междунар. науч.-техн. конф. Новосибирск: НГТУ, 2014. Т. 4. С. 133–135.
4. Gunn J. B. Microwave Oscillation of Current in III-V Semiconductors // Solid State Commun. 1963. Vol. 1. № 4. P. 88–91.
5. Gunn J. B. Instabilities of current in III-V Semiconductors // IBM J. Res. Dev. 1964. Vol. 8. № 2. P. 141–159.
6. Redley B. K., Watkins T. V. The possibility of negative resistance // Proc. Phys. Soc. 1961. Vol. 78. № 8. P. 293–304.
7. Engelmann R. W. H., Quate C. F. Linear, or «Small-signal», theory for the Gunn effect // Electron Devices. ED-13. 1966. P. 44–52.

ЧЕРЕДОВ Александр Иванович, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики.

ЩЕЛКАНОВ Андрей Владимирович, доцент кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики.

Адрес для переписки: andvsh@gmail.com

Статья поступила в редакцию 23.12.2016 г.

© А. И. Чередов, А. В. Щелканов

Книжная полка

Гудинов, В. Н. Технические средства автоматизации : учеб. электрон. изд. локального распространения : конспект лекций / В. Н. Гудинов, А. П. Корнейчук. — Омск : Изд-во ОмГТУ, 2016. — 1 о=эл. опт. диск (CD-ROM).

В конспекте лекций даны основные сведения о современных технических и программно-технических средствах автоматизации и программно-технических комплексах, о принципах их построения, классификации, составе, назначении, характеристиках и особенностях применения в различных автоматизированных системах управления и регулирования технологическими процессами. Конспект лекций предназначен для студентов дневной, вечерней, заочной и дистанционной форм обучения по специальности 220301 «Автоматизация технологических процессов и производств».

ТЕХНОЛОГИЯ ПОЛУЧЕНИЯ ТВЕРДЫХ РАСТВОРОВ СИСТЕМЫ CdSe—ZnS И ИССЛЕДОВАНИЕ ИХ КИСЛОТНО-ОСНОВНЫХ СВОЙСТВ

Представлен способ получения твердых растворов системы CdSe—ZnS методом изотермической диффузии в режиме программированного нагрева. Приведены результаты рентгенографического анализа, согласно которым исследуемые объекты идентифицированы как твердые растворы замещения. Представлены результаты исследований кислотно-основных свойств твердых растворов $(\text{ZnS})_x(\text{CdSe})_{1-x}$ методами гидролитической адсорбции, механохимического диспергирования и неводного кондуктометрического титрования. Показана возможность прогнозирования практического применения изучаемых объектов в качестве материалов для сенсоров экологического назначения.

Ключевые слова: полупроводник, алмазоподобный полупроводник, твердый раствор, гидролитическая адсорбция, механохимия, неводное кондуктометрическое титрование.

Введение. Полупроводники представляют собой весьма многочисленный класс материалов. В него входят сотни соединений. Полупроводниковые свойства присущи как неорганическим, так и органическим веществам, кристаллическим и аморфным, твердым и жидким. При существенных различиях в строении и химическом составе полупроводниковые материалы объединяет одно замечательное качество — способность сильно изменять свои электрические свойства под влиянием небольших внешних энергетических воздействий.

В настоящее время вследствие своих уникальных физико-химических свойств алмазоподобные полупроводники находят широкое применение в различных отраслях промышленности, в частности, в качестве материалов для сенсоров экологического назначения. При этом наибольший интерес представляют бинарные вещества $A^{III}B^V$, $A^{IV}B^{VI}$ и твердые растворы на их основе благодаря своим уникальным свойствам. Например, селенид кадмия CdSe [1, 2] и сульфид цинка ZnS [3–5] вследствие своих оптических свойств используются как люминофоры. На данный момент физико-химические свойства твердых растворов недостаточно изучены. В связи с этим была поставлена цель — получить твердые растворы системы CdSe—ZnS и исследовать их свойства.

Получение и аттестация твердых растворов. Твердые растворы системы CdSe—ZnS были получены методом изотермической диффузии в режиме программированного нагрева. В вакуумированных и запаянных кварцевых ампулах из порошков CdSe и ZnS при температуре ниже температуры плавления легкоплавкого компонента (CdSe) получен непрерывный ряд твердых растворов замещения. Состав полученных объектов приведен в табл. 1.

По результатам рентгенографического анализа были получены дифрактограммы, по которым были построены штрих-рентгенограммы (рис. 1).

Из отсутствия на рентгенограммах соответствующих непроореагировавшим бинарным компонентам дополнительных линий и размытости основных линий следует, что синтез твердых растворов полностью завершен. Исследуемые образцы — твердые растворы замещения с кристаллической структурой типа вюрцита. Параметры кристаллической решетки объектов исследования приведены в табл. 2 [6–8].

Кислотно-основные свойства. Были исследованы следующие свойства исследуемых объектов: pH изотермического состояния, зависимость pH от времени и концентрация кислотных центров. Для исследования были применены методы гидролитической адсорбции, механохимического диспергирования и неводного кондуктометрического титрования.

pH изотермического состояния ($\text{pH}_{\text{изо}}$) бинарных веществ ZnS и CdSe и твердых растворов $(\text{ZnS})_x(\text{CdSe})_{1-x}$ был определен методом гидролитической адсорбции. Значения $\text{pH}_{\text{изо}}$ исследуемых объектов приведены в табл. 3, график зависимости $\text{pH}_{\text{изо}}$ от состава — на рис. 2.

Полученные методом гидролитической адсорбции величины $\text{pH}_{\text{изо}}$ CdSe, ZnS и твердых растворов на их основе свидетельствуют о том, что поверхность сульфида цинка и твердых растворов $(\text{ZnS})_x(\text{CdSe})_{1-x}$ ($x = 23, 27, 39 \%$ мол.) имеет слабокислый характер,

Таблица 1
Состав объектов исследования

№ п/п	Состав
1	$(\text{ZnS})_{0,23}(\text{CdSe})_{0,77}$
2	$(\text{ZnS})_{0,27}(\text{CdSe})_{0,73}$
3	$(\text{ZnS})_{0,39}(\text{CdSe})_{0,61}$
4	$(\text{ZnS})_{0,46}(\text{CdSe})_{0,54}$

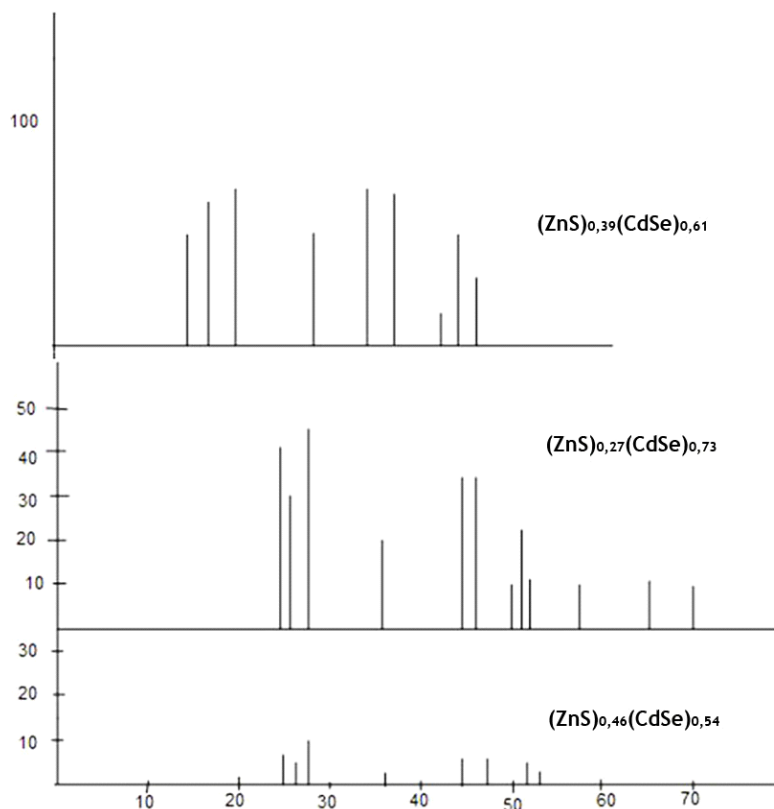


Рис. 1. Штрих-рентгенограммы

Таблица 2
Значения параметров элементарной ячейки
твердых растворов $(\text{ZnS})_x(\text{CdSe})_{1-x}$

Образец	Параметры кристаллической решетки	
	Параметр a , Å	Параметр c , Å
$(\text{ZnS})_{0.27}(\text{CdSe})_{0.73}$	4,163640(24)	6,79497(10)
$(\text{ZnS})_{0.39}(\text{CdSe})_{0.61}$	4,12083(14)	6,72628(53)
$(\text{ZnS})_{0.46}(\text{CdSe})_{0.54}$	4,083877(33)	6,667321(98)

Таблица 3
 $\text{pH}_{\text{изо}}$ бинарных веществ ZnS, CdSe
и твердых растворов на их основе

Образец	$\text{pH}_{\text{изо}}$
CdSe	7,92
$(\text{ZnS})_{0.23}(\text{CdSe})_{0.77}$	6,97
$(\text{ZnS})_{0.27}(\text{CdSe})_{0.73}$	6,87
$(\text{ZnS})_{0.39}(\text{CdSe})_{0.61}$	6,38
$(\text{ZnS})_{0.46}(\text{CdSe})_{0.54}$	7,08
ZnS	6,16

Таблица 4
 pH CdSe, ZnS
и твердых растворов $(\text{ZnS})_x(\text{CdSe})_{1-x}$

Образец	pH
CdSe	6
$(\text{ZnS})_{0.23}(\text{CdSe})_{0.77}$	6,25
$(\text{ZnS})_{0.27}(\text{CdSe})_{0.73}$	6,47
$(\text{ZnS})_{0.39}(\text{CdSe})_{0.61}$	4,67
$(\text{ZnS})_{0.46}(\text{CdSe})_{0.54}$	6,2
ZnS	6,57

а поверхность селенида кадмия и твердого раствора $(\text{ZnS})_{0.46}(\text{CdSe})_{0.54}$ — слабощелочной. Следовательно, ZnS и твердые растворы $(\text{ZnS})_x(\text{CdSe})_{1-x}$ ($x = 23, 27, 39$ % мол.) активны по отношению к основным газам, а селенид кадмия и твердый раствор $(\text{ZnS})_{0.46}(\text{CdSe})_{0.54}$ активны по отношению к кислотным газам [6, 8].

Зависимость pH от времени была определена методом механохимического диспергирования. В ходе механохимического диспергирования сульфида цинка, селенида кадмия и твердых растворов $(\text{ZnS})_x(\text{CdSe})_{1-x}$ ($x = 23, 27, 39, 46$ % мол.) было обнаружено смещение pH в слабокислую область. При этом, по сравнению с результатами гидролитической адсорбции, имеет место подкисление поверхности CdSe и твердых растворов и подщелачивание поверхности ZnS. По результатам механохимического диспергирования был сделан вывод о слабокислом характере поверхности исследуемых объектов. Значения pH объектов исследования приведены в табл. 4, график зависимости pH , полученных в ходе механохимии, от состава — на рис. 3.

Концентрация кислотных центров на поверхности CdSe, ZnS и твердых растворов $(\text{ZnS})_x(\text{CdSe})_{1-x}$ была определена методом неводного кондуктометрического титрования. Порошки исследуемых объектов заливали растворителем (метилэтилкетон),

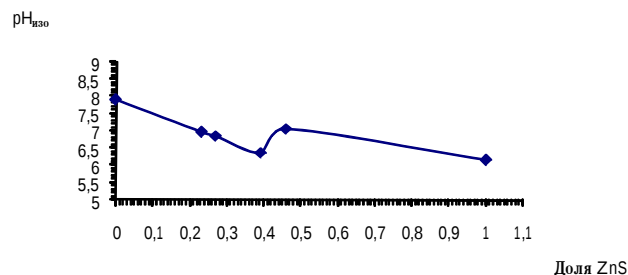
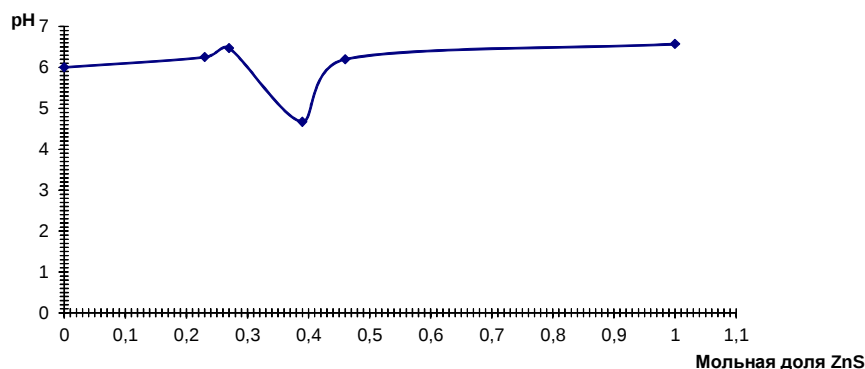
Рис. 2. Зависимость $pH_{изо}$ от состава исследуемых объектов

Рис. 3. Зависимость pH от состава

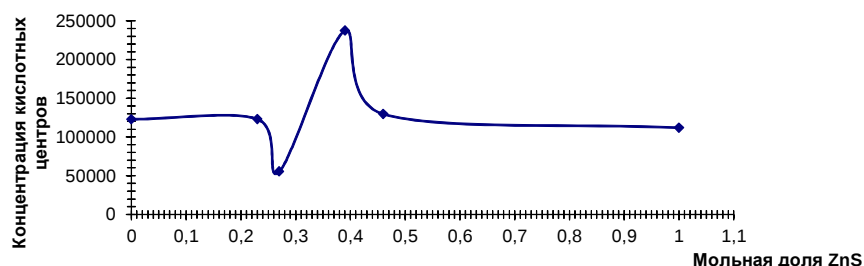


Рис. 4. Зависимость концентрации кислотных центров от состава

для установления равновесия систему оставляли на один час, затем титровали раствором этилата калия. В процессе титрования фиксировалось изменение электропроводности смесей CdSe, ZnS и твердых растворов $(ZnS)_x(CdSe)_{1-x}$ и метилэтилкетона в зависимости от объема этилата калия. Концентрация кислотных центров была вычислена по формуле:

$$C = \frac{1000 VN}{m}, \quad (1)$$

где m — масса исследуемого образца, г; V — объем этилата калия, пошедшего на титрование, мл; N — нормальная концентрация раствора этилата калия, г-экв/л.

Величины концентраций кислотных центров приведены в табл. 5, график зависимости концентрации кислотных центров от состава — на рис. 4 [8].

Заключение. Методом изотермической диффузии по разработанной программе впервые были получены твердые растворы системы CdSe — ZnS. По результатам рентгенографического анализа исследуемые объекты были идентифицированы как твердые растворы замещения.

По результатам измерений pH изоэлектрического состояния было выявлено, что CdSe и твердый

Таблица 5
Концентрации кислотных центров на поверхности ZnS, CdSe и твердых растворов $(ZnS)_x(CdSe)_{1-x}$

Образец	Концентрация кислотных центров
CdSe	122860
$(ZnS)_{0,23}(CdSe)_{0,77}$	123089
$(ZnS)_{0,27}(CdSe)_{0,73}$	55406
$(ZnS)_{0,39}(CdSe)_{0,61}$	237252
$(ZnS)_{0,46}(CdSe)_{0,54}$	129500
ZnS	111888

раствор $(ZnS)_{0,46}(CdSe)_{0,54}$ имеют слабощелочную поверхность, и потому активны по отношению к кислотным газам. В свою очередь, поверхность ZnS и твердых растворов $(ZnS)_{0,23}(CdSe)_{0,77}$, $(ZnS)_{0,27}(CdSe)_{0,73}$ и $(ZnS)_{0,39}(CdSe)_{0,61}$ слабокислая, следовательно, указанные объекты активны по отношению к основным газам.

Согласно результатам механохимических исследований, изучаемые объекты имеют слабокислую

поверхность. Поэтому они проявляют активность по отношению к основным газам. Таким образом, CdSe, ZnS и твердые растворы на их основе могут быть использованы в качестве сенсоров экологического назначения.

Библиографический список

1. Сенокосов Э. А. [и др.]. Католюминесценция фоточувствительных слоев CdSe, выращенных в квазизамкнутом объеме // Неорганические материалы. 2012. Т. 48, № 12. С. 1299–1302.
2. Степанов Е. М. Исследование фотолуминесценции коллоидных квантовых точек на основе халькогенидов металлов // Молодой ученый. 2015. № 9. С. 56–60.
3. Бахметьев В. В., Огурцов К. А., Сычев М. М. [и др.]. Влияние ударно-волновой обработки на свойства ZnS и люминофоров на его основе // Неорганические материалы. 2012. Т. 48, № 9. С. 1002–1006.
4. Крылов П. Н., Гильмутдинов Ф. З., Романов Э. А., Федотова И. В. Влияние термоотжига на оптические свойства нанокристаллических пленок сульфида цинка // Физика и техника полупроводников. 2011. Т. 45, № 11. С. 1571–1575.
5. Софронов Д. С., Камнева Н. Н., Катрунов К. А. [и др.]. Влияние условий осаждения на размер и оптические свойства

частиц ZnS // Неорганические материалы. 2014. Т. 50, № 7. С. 703–707.

6. Кировская И. А., Миронова Е. В., Леонтьева Н. Н., Леонов В. Е., Блесман А. И., Полонянкин Д. А., Юрьева А. В. Получение и физико-химические исследования новых адсорбентов на основе системы CdSe–ZnS // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. 2015. № 1 (137). С. 236–240.

7. Кировская И. А., Миронова Е. В., Григан А. А., Леонов В. Е. Новые материалы на основе систем ZnS–CdSe, ZnS–CdS // Россия молодая: передовые технологии — в промышленность. 2015. № 2. С. 164–168.

8. Кировская И. А., Миронова Е. В., Косарев Б. А., Григан А. А., Леонов В. Е. The Activity of New Materials Surfaces — ternary Semi-conductors with Cationic and Anionic Substitution // Procedia engineering. 2015. Vol. 113. P. 446–450.

ЛЕОНОВ Вячеслав Евгеньевич, учебный мастер кафедры технологии машиностроения.
Адрес для переписки: slavyanleo@mail.ru

Статья поступила в редакцию 25.11.2016 г.

© В. Е. Леонов

УДК 681.5.08

А. С. ЧЕРНОВ
В. А. ГРИДЧИН
А. Д. БЯЛИК

ООО «СИБИС»,
г. Новосибирск

Новосибирский государственный
технический университет,
г. Новосибирск

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОПТОМЕХАНИЧЕСКОГО УЗЛА ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СЕНСОРА ДАВЛЕНИЙ

В статье рассмотрены вопросы проектирования оптомеханического узла нового типа сенсора давления, предназначенного для работы во взрыво- и пожароопасных средах. Анализ базируется на конечноэлементной модели оптомеханического узла для двухточечной схемы нагружения. В рамках упрощенной аналитической модели рассматривается влияние конструктивных параметров на преобразовательную характеристику оптомеханического узла.

Ключевые слова: упругий элемент, оптомеханический узел, оптоволокно, фотоэлектрический сенсор давления, численное моделирование.

1. Введение. Сенсоры давления занимают значительную долю мирового рынка изделий микросистемной техники и область их применения непрерывно расширяется. Соответственно, идет постоянное совершенствование как конструкции, так и технологии изготовления сенсоров. В последнее время, наряду с традиционными сенсорами давления, работающими на тензорезистивном, емкостном, пьезоэлектрическом и резонансном эффектах, стали исследоваться

сенсоры на фотоэлектрическом эффекте. В таких сенсорах действие измеряемого давления приводит к перемещению конца оптоволокна относительно фотоприемника, в результате чего изменяется площадь его засветки и выходной сигнал [1]. Такого рода сенсоры могут найти применение для измерений в пожаро- и взрывоопасных условиях.

Применение технологии микросистемной техники для изготовления фотоэлектрических сенсоров

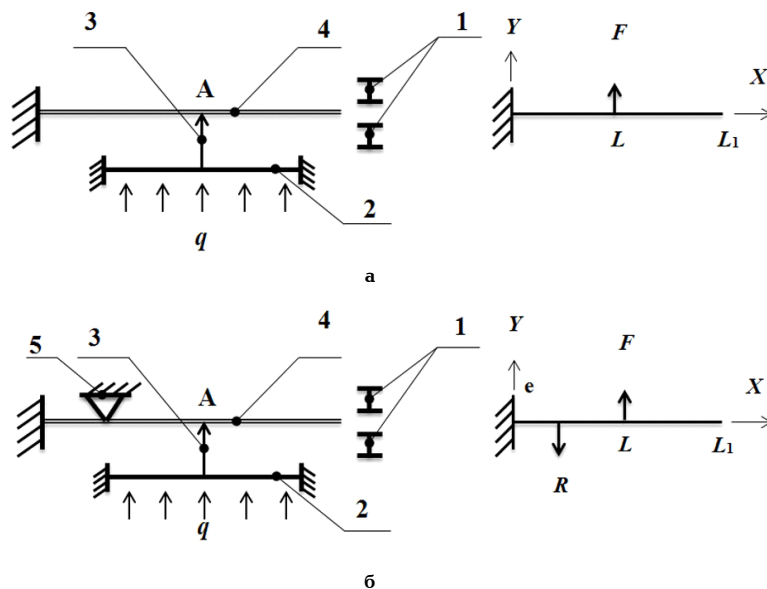


Рис. 1. Структурно-кинематическая схема фотоэлектрического сенсора:
а — одноточечное нагружение; б — двухточечное нагружение

давления позволяет уменьшить их габариты, упрощает сборку и юстировку и, как следствие, ведет к улучшению метрологических характеристик [2–4].

Однако к настоящему времени вопросы выбора конструкции, моделирование характеристик фотоэлектрических сенсоров с применением микросистемных технологий рассмотрены явно недостаточно. Ранее в работах [5, 6] были исследованы диаграмма направленности излучения оптоволокну и вопросы формирования кремниевую упругого элемента с жестким центром сложной формы в анизотропном травителе. В работе [7] моделировалась зависимость выходного сигнала фотоприемника при изменении площади его засветки.

В настоящей статье рассматриваются вопросы моделирования оптомеханического узла, входящего в состав предложенного типа сенсора давления.

2. Структура и принцип функционирования оптомеханического узла сенсора. Структурно-кинематическая схема фотоэлектрического сенсора представлена на рис. 1.

В состав сенсора входит оптомеханический узел и два фотоприемника (1). Оптомеханический узел содержит упругую кремниевую диафрагму (2) с жестким центром (3) и оптоволокну (4), размещенное в V-канавке в точке А на жестком центре. Под действием измеряемого давления свободный конец оптоволокну может перемещаться вместе с диафрагмой и жестким центром. Поток оптического излучения, выходящего из оптоволокну, изменяет уровень освещенности двух фотоприемников, включенных по дифференциальной схеме.

Выходной сигнал фотоэлектрического сенсора зависит от конструктивных размеров оптомеханического узла, от величины зазора между концом оптоволокну и плоскостью, в которой располагаются фотоприемники, что влияет на площадь светового пятна и степень засветки фотоприемников. Помимо оптомеханического узла выходной сигнал зависит от материала фотоприемников, их топологии и исходной интенсивности засветки.

В настоящее время в оптомеханических узлах фотоэлектрических сенсоров давления применяются две различные схемы нагружения.

В одноточечной схеме усилие от кремниевой диафрагмы прикладывается через жесткий центр к оптоволокну в точке, расположенной на расстоянии L от места закрепления оптоволокну (рис. 1а). В двухточечной схеме нагружения в интервале $0 < X < L$ добавляется неподвижная опора, на которой оптоволокну может свободно изгибаться. Обе схемы отличаются по величине перемещения свободного конца оптоволокну L_1 и углу поворота и поперечного сечения в этой точке.

3. Аналитическая оценка чувствительности оптомеханического узла. Перемещение свободного конца оптоволокну в точке L_1 определяется соотношением:

$$Y(L_1) = Y(L) + (L_1 - L) \cdot \operatorname{tg} \theta_m, \quad (1)$$

где θ_m — угол поворота сечения при $X = L$.

Перемещение свободного конца оптоволокну может быть представлено в аналитической форме (1) при двух предположениях:

1. Размеры жесткого центра пренебрежимо малы по сравнению с размером диафрагмы, так что воздействие жесткого центра на оптоволокну можно считать точечным, а диафрагму (приближенно) — плоской.

2. Жесткость оптоволокну много меньше жесткости кремниевой диафрагмы. В этом случае можно пренебречь воздействием оптоволокну на прогиб диафрагмы.

Анализ проведен для простейшего случая одноточечного нагружения. В этом случае прогиб и поворот поперечного сечения оптоволокну под действием силы F , приложенной в точке $X = L$, определяется соотношениями [8]:

$$Y(L) = \frac{F \cdot L^3}{3E \cdot J}, \quad \theta_m = \frac{F \cdot L^2}{2E \cdot J}, \quad (2)$$

где E — модуль упругости первого рода для кварцевого оптоволокну, J — момент инерции кругового сечения оптоволокну.

Приняв, что при $X = L$ перемещение оптоволокну равно прогибу диафрагмы W_0 , из соотношений (2) можно определить силу F и угол поворота θ :

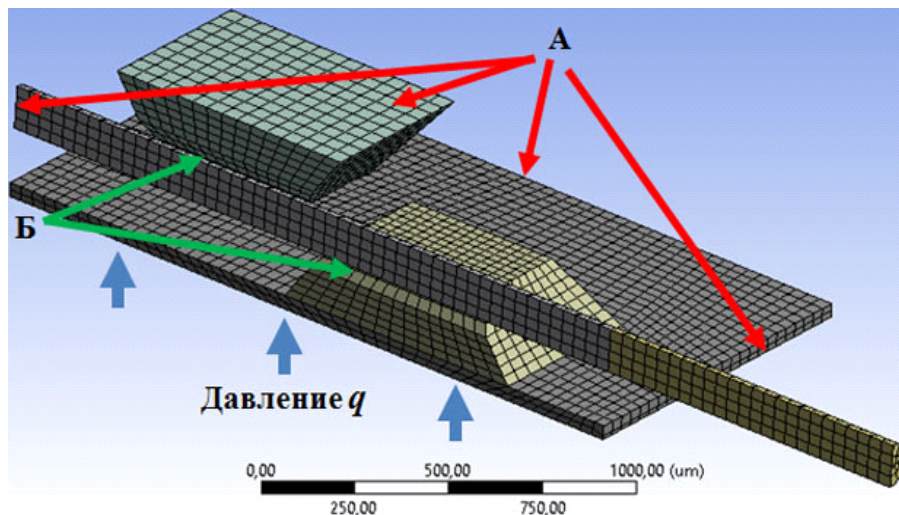


Рис. 2. Конечно-элементная модель оптомеханического узла.
В точках А применено условие ограничения перемещения.
В точках Б контактные пары «frictionless»

$$F = \frac{3W_0 \cdot E \cdot J}{L^3}, \quad \theta(L) = \frac{3}{2} \cdot \frac{W_0}{L}. \quad (3)$$

Для квадратной кремниевой диафрагмы прогиб ее центра под действием давления q определяется соотношением [9]:

$$W_0 = C \cdot \frac{q \cdot a^4}{h^3}, \quad (4)$$

где a — половина стороны диафрагмы, h — ее толщина, C — константа, зависящая от кристаллографической ориентации сторон диафрагмы. Если стороны диафрагмы ориентированы вдоль направлений [10] (наиболее важный практический случай), то $C = 1,55 \cdot 10^{-12} \text{ м}^2/\text{Н}$.

Учитывая (1–4) для прогиба конца оптоволокну в точке L_1 в рамках рассматриваемого приближения, получаем:

$$Y(L_1) = \frac{3}{2} \left(\frac{L_1}{L} - 1 \right) \cdot C \cdot \frac{q \cdot a^4}{h^3}. \quad (5)$$

Чувствительность оптомеханического узла тогда составляет:

$$S = \frac{dY(L_1)}{dq} = \frac{3}{2} \left(\frac{L_1}{L} - 1 \right) \cdot C \cdot \frac{a^4}{h^3}. \quad (6)$$

Из (6) очевидны способы повышения чувствительности путем изменения соответствующих размеров.

4. Численная модель оптомеханического узла.

При анализе работы реального оптомеханического узла необходимо учитывать конечные размеры жесткого центра и жесткость оптоволокну. Это особенно важно при рассмотрении двухточечной схемы нагружения. В данной части статьи приводится конечно-элементная численная модель оптомеханического узла.

Оптомеханический узел включает кристалл, состоящий из толстой рамки и квадратной диафрагмы с прямоугольным жестким центром, сформированные из кремниевой (100) пластины по стандартной технологии жидкостного травления в водном растворе КОН. На поверхности кремниевой структуры

создана V-канавка, проходящая через рамку и жесткий центр, где размещается оптоволокну. Точка жесткого закрепления оптоволокну находится на контуре толстой рамки. Оптоволокну и кремниевая диафрагма закрепляются сверху кристаллом, повторяющим геометрию диафрагмы, но при этом его жесткий центр смещен на 300 мкм в сторону закрепления оптоволокну, а жесткий центр диафрагмы смещен на 300 мкм в сторону свободного конца оптоволокну.

Численное моделирование оптомеханического узла проводилось в пакете программ ANSYS методом конечных элементов (МКЭ). Симметрия структуры позволила ограничиться расчетом 1/2 ее части. Модель была составлена из конечных элементов второго порядка SOLID186, которые предназначены для твердотельных структур с возможностью учета анизотропных упругих свойств материала. Элемент SOLID186 имеет форму гексаэдра с узловыми точками, расположенными в его вершинах и по одной на каждом ребре. Каждый узел имеет три степени свободы — перемещения в ортогональных направлениях. В целях повышения эффективности вычислений и более рационального использования ресурса конечных элементов из модели были исключены: толстые рамки упругого элемента и верхнего кристалла (рис. 2). При моделировании они были заменены на эквивалентные условия полного ограничения в перемещениях контура диафрагмы, неподвижных конца оптоволокну и верхнего жесткого центра. Область крепления оптоволокну к жесткому центру диафрагмы описана контактной парой связи без трения — frictionless. Нагрузка в виде измеряемого давления q была приложена к обратной стороне диафрагмы.

Упругие свойства кремниевой диафрагмы были определены изотропным модулем Юнга $E = 169 \text{ ГПа}$ и коэффициентом Пуассона $\nu = 0,22$ [10]. Упругие свойства оптоволокну были заданы изотропным модулем Юнга $E = 69 \text{ ГПа}$ и коэффициентом Пуассона $\nu = 0,17$ [10].

Вычислительный эксперимент был составлен таким образом, чтобы выявить максимальное отклонение свободного конца оптоволокну в зависимости от толщины диафрагмы. При этом размеры диафрагмы выбраны равными $2 \times 2 \text{ мм}^2$, а ее толщина варьировалась в диапазоне от 40 до 80 мкм с шагом

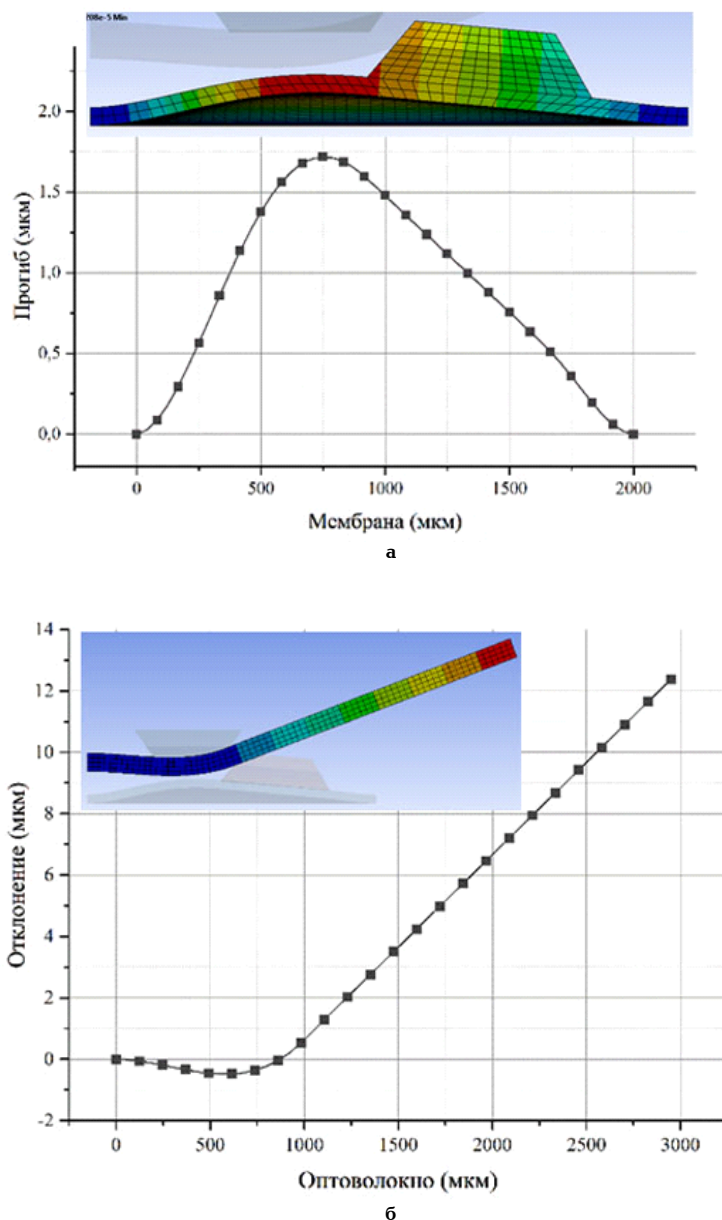


Рис. 3.
а — прогиб мембраны;
б — отклонение оптоволокну вдоль оси симметрии структуры
при давлении $q = 5,5 \cdot 10^5$ Па, толщина диафрагмы $h = 60$ мкм

20 мкм. Оптоволокну диаметром 125 мкм длиной 2950 мкм вложено в V-канавку шириной 153 мкм и глубиной 108 мкм. При вычислении размер основания жесткого центра принимался равным 750 мкм.

5. Обсуждение результатов моделирования. На рис. 3а и 3б приведены прогиб диафрагмы с жестким центром и изгиб оптоволокну при двухточечной схеме нагружения при давлении $q = 5,5 \cdot 10^5$ Па и толщине диафрагмы $h = 60$ мкм.

Наличие жесткого центра приводит к уменьшению величины прогиба по сравнению с плоской диафрагмой, для которой прогиб определяется выражением (4). Смещение жесткого центра относительно центра симметрии диафрагмы приводит к несимметричности профиля прогибов вдоль направления оптоволокну. При двухточечной схеме нагружения, как показано на рис. 3б, возникает участок с отрицательными значениями прогибов оптоволокну. Благодаря этому, угол поворота сечения оптоволокну в области жесткого центра кремниевой диафрагмы

увеличивается, что приводит к общему возрастанию чувствительности оптомеханического узла.

На рис. 4 приведены прогибы конца оптоволокну для диафрагм толщиной 60 и 40 мкм (штриховые линии) согласно результатам математического моделирования. На этом же рисунке приведены экспериментальные данные прогибов, пересчитанные из электрического сигнала фотоприемников, которые показывают хорошее согласие с расчетами.

Преобразовательная характеристика оптомеханического узла $Y(L_1) = f(q)$ носит линейный характер. Величина нелинейности не превосходит 0,02 %, что соответствует современным тензорезистивным сенсорам.

Разработанный конечно-элементный метод расчета чувствительности оптомеханического узла позволяет оптимизировать его характеристики. Общую чувствительность сенсора можно дополнительно увеличить путем управления интенсивностью светового потока, поступающего по оптоволокну на фотоприемники.

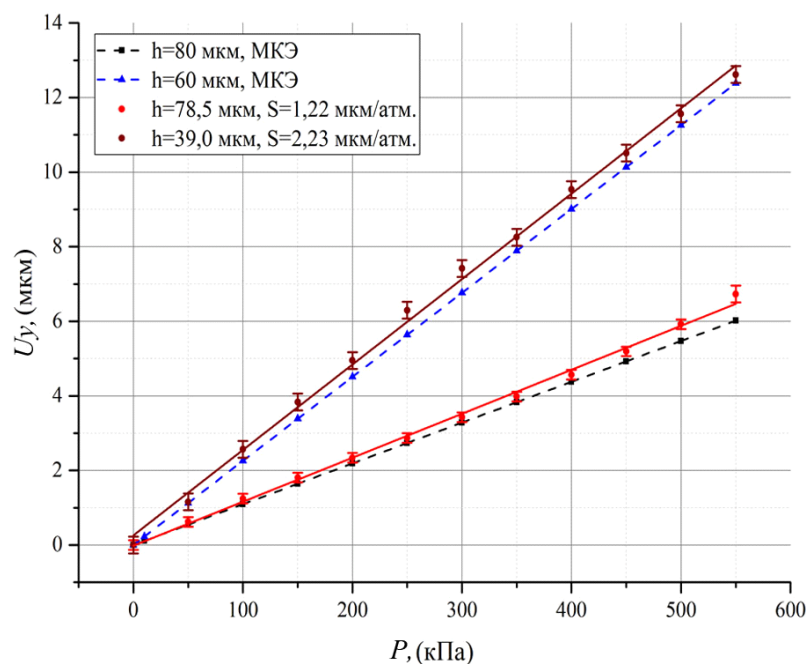


Рис. 4. Зависимости выходного сигнала сенсора с оптической модуляцией сигнала от давления (сплошная) и результаты моделирования МКЭ (штрих-линия)

Библиографический список

1. Dziuban J. A., Gorecka-Drzazga A., Lipowicz U. Silicon optical pressure sensor // *Sensors and Actuators A*. 1992. Vol. 32. P. 628–631.
2. Бусурин В. Н., Носов Ю. Р. Волоконно-оптические датчики: физические основы, вопросы расчета и применение. М.: Энергоатомиздат, 1990. 254 с. ISBN 5-283-01523-8.
3. Окоси Т. И. [и др.]. Волоконно-оптические датчики / под ред. Т. И. Окоси. Л.: Энергоатомиздат, 1990. 256 с.
4. Vaganov V. I. Construction problems in sensors // *Sensors and actuators A* 28. 1991. P. 161–172.
5. Бялик А. Д., Гридчин В. А., Васильев В. Ю., Игнатов А. Н., Чернов А. С. Экспериментальное исследование осевой составляющей диаграммы направленности излучения многомодового оптоволокна // *Вестник СибГУТИ*. 2015. № 2. С. 191–197.
6. Чернов А. С., Чебанов М. А., Гридчин В. А., Васильев В. Ю. Исследование закономерностей формирования 3D островковых структур Si (100) при травлении в водном растворе КОН // *Нано- и микросистемная техника*. 2015. № 9. С. 34–40.
7. Гридчин В. А., Васильев В. Ю., Чебанов М. А., Бялик А. Д., Чернов А. С. Численное моделирование элементов фотозлектрического волоконно-оптического сенсора давления // *Нано- и микросистемная техника*. 2014. № 6 (167). С. 3–7.
8. Тимошенко С. П., Войновский-Кригер С. Пластинки и оболочки / пер. с англ. В. И. Контовта; под ред. Г. С. Шапиро. 2-е изд., перераб. М.: Физматгиз, 1963. 635 с.

9. Гридчин В. А., Драгунов В. П. Физика микросистем. В 2 т.: учеб. пособие для вузов. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. Т. 1. 416 с.

10. Чернов А. С., Самородов А. Л., Хабаров С. П., Гридчин В. А. Фоточувствительный элемент для сенсора давления с оптической пространственной модуляцией // *Нано- и микросистемная техника*. 2016. Т. 18. № 7. С. 416–423.

ЧЕРНОВ Артем Сергеевич, инженер-конструктор ООО «СибИС», г. Новосибирск.

Адрес для переписки: chernov@sib-is.ru

ГРИДЧИН Виктор Алексеевич, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры полупроводниковых приборов и микроэлектроники Новосибирского государственного технического университета (НГТУ).

БЯЛИК Александр Давидович, кандидат технических наук, доцент кафедры полупроводниковых приборов и микроэлектроники НГТУ.

Адрес для переписки: bialik@ngs.ru

Статья поступила в редакцию 29.12.2016 г.

© А. С. Чернов, В. А. Гридчин, А. Д. Бялик

Книжная полка

Технические измерения : учеб. электрон. изд. локального распространения : лаб. практикум / Сост. В. С. Галкин [и др.]. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2016. – 1 о=эл. опт. диск (CD-ROM).

Рассмотрены классификация методов и характеристики средств измерений; погрешности и методы обработки результатов. Приведены лабораторные работы по техническим измерениям элементов поверхностей деталей. Для студентов дневной, вечерней и заочной форм обучения.

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДИКИ КОНТРОЛЯ ДОЗЫ УЛЬТРАФИОЛЕТОВОГО ОБЛУЧЕНИЯ ВОДЫ

Развитие и сохранение централизованных систем водоснабжения обеспечивается качеством поставляемой воды потребителю. Транспортировка воды на дальние расстояния требует применения систем ее доочистки, например, с помощью ультрафиолетового облучения. В статье приведена оценка точности существующей методики контроля дозы ультрафиолетового облучения воды. Усовершенствованная методика, основанная на оптическом контроле подкрашенных струй, позволяет экспериментально определить время облучения воды, дать оценку существующей эффективности обеззараживания устройства в лабораторных условиях с применением специализированного стенда и на действующих установках.

Ключевые слова: ультрафиолет, стерилизатор, доза облучения, время облучения, видеоконтроль, специализированный стенд.

Согласно федеральной целевой программе «Чистая вода» на 2011–2017 годы повышение качества централизованного водоснабжения до уровня, достигнутого западноевропейскими странами, позволит населению использовать водопроводную воду и не прибегать к использованию бутилированной воды [1].

Потребитель питьевой воды из водопроводной сети платит установленный тариф, а поставщик гарантирует ее качество [2]. И если оно не соответствует нормам, по какому-либо показателю, то необходимо или снизить тариф, например, до уровня на техническую воду, и при этом использовать системы доочистки воды до уровня питьевой конечным потребителем, либо отказаться от источника, что будет противоречить требующимся нормативам суточного обеспечения водой. Можно использовать более дорогой способ обеспечения — доставка бутилированной воды.

Развитая сеть существующих водопроводов от источника со станцией водоподготовки до потребителя в дом, предприятие и т.п. весьма эффективна, если вода не перестает отвечать нормам питьевой на всем транзите [3]. Например, Любино-Исилькульский групповой водопровод и присоединенные к нему сети, общей длиной составляющей несколько сотен километров, имеют один источник — р. Иртыш. По качеству вода после очистных сооружений входит в одну из лучших по России. Тысяча литров холодной воды из водопровода, согласно установленному тарифу на 2016 г., в Омске стоит менее 15 р., пять литров бутилированной — в среднем 50 р. Экономическая эффективность использования централизованной системы водоснабжения по сравнению с применением бутилированной воды весьма существенна.

Вторичное загрязнение воды обусловлено нарушениями целостности систем водоснабжения, а так-

же правил эксплуатации наливных устройств, либо технологией водоснабжения потребителя. Например, на железнодорожных станциях используются заправочные шланги, которые расположены между путями и не защищены от воздействия окружающей среды.

Для решения проблемы вторичного загрязнения применяются устройства доочистки воды [4]. Наиболее эффективными являются проточные УФ (ультрафиолетовые) стерилизаторы [5]. Производительность таких устройств позволяет устанавливать их как на водозаборных узлах крупных станций, так и на промежуточных насосных станциях сельских поселений [6–8]. Применяются индивидуальные системы для домов, квартир, на железнодорожном транспорте — для пассажирских вагонов.

Для эффективного заключительного обеззараживания питьевой воды УФ-установки должны обеспечить дозу облучения не менее 16 мДж/см² для всего объема воды, прошедшего через УФ-установку [9].

Существующая методика контроля дозы облучения [9] заключается в расчете ее величины D как

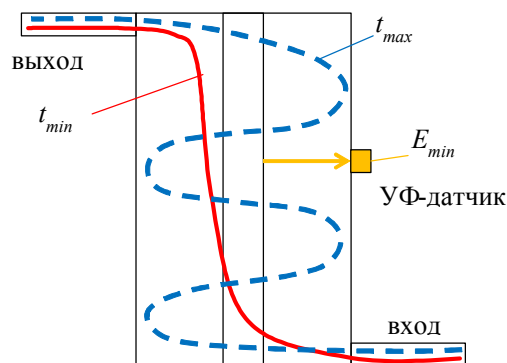


Рис. 1. Траектории струй
с различным временем облучения воды

Оценка погрешности времени облучения воды

Таблица 1

Время	t_{cp} , с		t_{min} , с		Абсолютная погрешность Δt , с		Относительная погрешность, %	
	1	2	1	2	1	2	1	2
Стерилизатор								
Расход Q_{max}	9,41	5,65	1,8	2,0	7,61	3,65	81	65
Расход Q_{min}	16,61	9,97	3,8	4,2	12,81	5,77	77	58

произведения минимальной интенсивности облучения E_{min} на среднее время контакта воды t_{cp} с ультрафиолетом.

Многочисленные аналитические и экспериментальные исследования УФ-устройств для железнодорожного транспорта, проведенные авторами статьи, позволяют сделать вывод, что потоки воды движутся неравномерно (рис. 1), и самые быстрые, с минимальным временем облучения, не получают необходимой дозы инаktivации 16 мДж/см^2 .

Разница среднего t_{cp} и минимального t_{min} времени облучения для максимального $Q_{max}=6 \text{ м}^3/\text{ч}$ и минимального $Q_{min}=3,4 \text{ м}^3/\text{ч}$ расхода воды, установленного для железнодорожного транспорта по условию времени заправки 10–15 мин бака вагона 850–1000 л, в двух образцах стерилизаторов отличается существенно (табл. 1). Если принять минимальное время за истинное значение, определяющее гарантированную минимальную дозу, и проверить среднее время облучения, то относительная погрешность существующей методики составляет как минимум 58 %.

Необходимо отметить, что существующая методика контроля дозы облучения предусматривает лишь ее расчет. Интенсивность бактерицидного излучения измеряется при помощи специальных датчиков-приемников излучения, а среднее время облучения t_{cp} определяется отношением объема камеры обеззараживания на величину расхода воды [9]. Измерить величину дозы ультрафиолетового облучения воды технически сложно. Датчик контроля интенсивности облучения измеряет лишь мощность излучения в точке непосредственного измерения, так как вода обладает свойством поглощения ультрафиолета. Время облучения, как указано выше, имеет значительный разброс.

Авторами работы предлагается методика максимально точного определения нижней и верхней границы дозы облучения воды, проходящей через проточный стерилизатор, заключающаяся в визуализации потоков воды красителем (рис. 2), для контроля времени пребывания воды в камере обеззараживания.

Методика обработки результатов экспериментов основана на оценке видеозображения, по которому определяются следующие контрольные точки: t_1 — время начала попадания красителя в камеру обеззараживания (старт самых быстрых потоков); t_2 — время завершения (старт самых медленных); t_3 — время конца облучения самых быстрых потоков; t_4 — время конца облучения самых медленных. По этим временным точкам определяются минимальное $t_{min}=t_3-t_1$ и максимальное $t_{max}=t_4-t_2$ время облучения и при умножении на минимальную интенсивность E_{min} — соответствующая «гарантированная» минимальная $D_{min}=E_{min} \cdot t_{min}$ и максимальная $D_{max}=E_{min} \cdot t_{max}$ доза облучения.

Согласно методическим указаниям [9], установки УФ-обеззараживания должны обеспечивать равно-

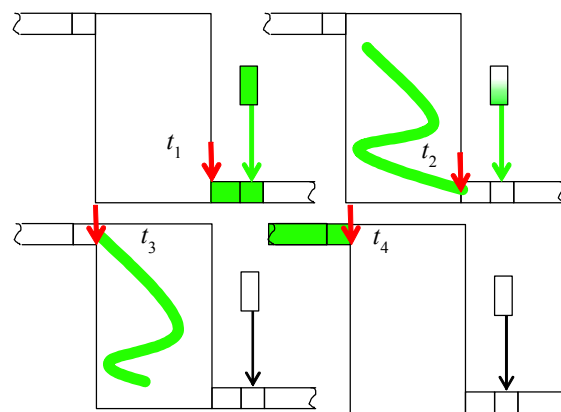


Рис. 2. Контрольные точки измерений при прохождении красителя вдоль УФ-стерилизатора

мерное распределение дозы облучения во всем объеме обеззараживаемой воды, для чего предусматриваются специальные выравнивающие устройства. С помощью предлагаемой методики возможно оценить величину разницы максимального и минимального значений времени облучения, показывающей эффективность использования пространства камеры обеззараживания и таких выравнивающих устройств.

Для возможности анализа поведения потоков внутри камеры обеззараживания требуется заменить внешний металлический кожух стерилизатора на прозрачный либо использовать физическую модель также с оптически прозрачным корпусом [10]. В первом случае, ввиду того что спектр УФ-излучения негативно влияет на сетчатку глаза, целесообразно проводить испытания при отключенной лампе, либо со специальными средствами защиты для глаз от УФ-света, либо с заменой лампы на ее имитатор или пустой кварцевой чехол и т.п. Контрольные измерения минимальной интенсивности излучения измеряются до введения и после полного вывода красителя из камеры обеззараживания.

Гидравлическая схема стенда для исследования гидродинамических процессов в ультрафиолетовых стерилизаторах (рис. 3) включает в себя систему регулирования (запорный и регулируемый краны), устройства подачи красителя с дозатором, систему контроля (манометры, расходомер, термометр, УФ-датчик, видеорегистратор), предохранительные устройства (фильтр и обратный клапан) [11].

При проведении экспресс-оценки минимальной и максимальной дозы облучения стерилизатора не требуется модель с оптически прозрачным корпусом. Ее можно выполнить на действующем устройстве, обеспечив доступ к входному и выходному фланцам проточного стерилизатора. Время облучения в этом случае определяется как разность между моментами

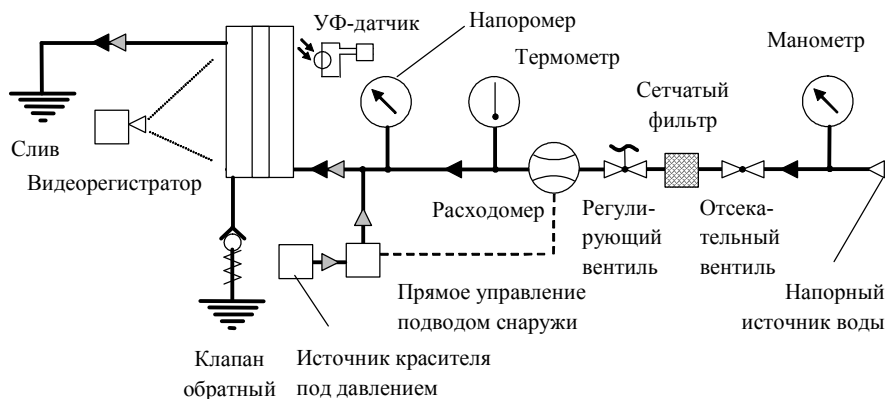


Рис. 3. Гидравлическая схема стэнда для исследования гидродинамических процессов в ультрафиолетовых стерилизаторах

входа и выхода подкрашенных потоков, которые регистрируются через прозрачные патрубки. Такой способ в перспективе позволяет дать оценку эффективности ультрафиолетового стерилизатора даже на действующей станции водоподготовки. Остается решить вопрос с оперативным монтажом прозрачных патрубков и безопасной концентрацией и химическим составом окрашивающего вещества. Краситель не должен попадать далее в систему водоснабжения либо не влиять на качество питьевой воды.

Предлагаемый расчетно-экспериментальный способ определения дозы ультрафиолетового облучения воды может быть применен для всех конструкций проточных стерилизаторов. Кроме того, используемые УФ-обеззараживатели в системах водоотведения также могут проходить оценку указанным методом.

Библиографический список

1. О федеральной целевой программе «Чистая вода» на 2011–2017 годы. Постановление Правительства РФ от 22.12.2010 № 1092 // Собрание законодательства Российской Федерации. М., 24 января 2011. № 4. Ст. 603. URL: <http://mooml.com/d/normativnye-dokumenty-po-nadzoru-v-oblasti-stroitelstva/normativnye-dokumenty-po-ekologicheskemu-nadzoru/32457> (дата обращения 08.11.2016).
2. ГОСТ Р 51232-98. Вода питьевая. Общие требования к организации и методам контроля качества. Введ. 1998–12–17. М.: Госстандарт России. 19 с.
3. СанПиН 2.1.4.1074-01. Питьевая вода. Гигиенические требования к качеству воды централизованных систем питьевого водоснабжения. Контроль качества. М.: Минздрав России. 21 с.
4. Томилова О. С. Расчет эффективности УФ-стерилизатора модернизированной системы водоснабжения пассажирского вагона // Известия Транссиба. 2012. № 3. С. 47–54.
5. Костюченко С. В. Современное состояние и перспективы УФ-технологии // Водоснабжение и санитарная техника. 2008. № 4. С. 2–4.
6. Волков С. В., Хан А. С., Гиллер Х. [и др.]. Опыт внедрения УФ-обеззараживания воды за рубежом // Водоснабжение и санитарная техника. 2008. № 4. С. 61–64.
7. Кармазинов Ф. В., Кинебас А. К., Костюченко С. В. [и др.]. Крупнейшая в мире система УФ-обеззараживания питьевой воды в Санкт-Петербурге // Водоснабжение и санитарная техника. 2008. № 4. С. 7–12.
8. Коверга А. В., Арутюнова И. Ю., Костюченко С. В. [и др.]. Пилотные испытания ультрафиолетового обеззараживания на московских станциях водоподготовки // Водоснабжение и санитарная техника. 2008. № 4. С. 15–20.
9. 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.
10. Пат. 130075 РФ, МПК В 60 L 5/00. Устройство для исследования характера потоков жидкости в УФ стерилизатор / Матяш Ю. И., Томилова О. С., Томилов В. В. № 2012131847/11; заявл. 24.07.12; опубл. 27.12.12, Бюл. № 36.
11. 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. 17.03.15; опубл. 10.10.15, Бюл. № 28.

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

СЕРГЕЕВ Павел Борисович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Вагоны и вагонное хозяйство».

Адрес для переписки: sergeevpb78@mail.ru

Статья поступила в редакцию 02.12.2016 г.

© В. В. Томилов, О. С. Томилова, П. Б. Сергеев

Новосибирский завод полупроводниковых
приборов с ОКБ,
г. Новосибирск
Сибирский государственный университет
телекоммуникаций и информатики,
г. Новосибирск

АЛГОРИТМЫ ОПТИМИЗАЦИИ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ СБИС ПО ТЕХНОЛОГИИ СИСТЕМЫ НА КРИСТАЛЛЕ С ПРОЕКТНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ НОРМАМИ 180 НМ

В статье рассматривается методика и алгоритмы оптимизации для систем, в которых быстродействие имеет критичное значение. Целью статьи является качественный и количественный анализ конвейеризации и мультиплексирования в интегральных схемах. Использован системный метод исследования, учитывающий различные параметры интегральных схем. Рассматриваемая работа ориентирована на микроэлектронную фабрику TSMC. Получены зависимости быстродействия, энергопотребления и площади интегральной схемы от параметров оптимизации.

Ключевые слова: интегратор, интерполяция, конвейеризация, умножитель, тактовый сигнал.

Ключевым фактором, определяющим сложность реализации сверхбольших интегральных схем (СБИС), являются требования, предъявляемые к ее характеристикам. Другими словами — величины параметров, представленных в техническом задании на проект.

В силу требований, предъявляемых современным быстродействующим специализированным схемам, предложим следующие критерии оптимизации в порядке убывания приоритетов: реализация параметров, быстродействие, потребление, площадь на кристалле, стоимость.

Разработчики СБИС, как правило, пытаются решить проблемы быстродействия на начальной стадии маршрута проектирования. Это делается за счет выбора или разработки архитектуры. При насыщении архитектурных процессов оптимизации начинается процесс технологической оптимизации и оптимизации САПР.

В качестве примера в данной работе используются данные крупнейшей в мире микроэлектронной фабрики TSMC.

Рассмотрим технологические ограничения при разработке СБИС. С точки зрения быстродействия, любую синхронную цифровую схему можно представить в виде набора логических путей, как на рис. 1.

Использование стандартных библиотек фабрики TSMC дает результаты, представленные в табл. 1. Для анализа использовалась 180 нм — библиотека для трех граничных случаев условий работы схемы (далее — корнер). В качестве звена комбинаторной логики был выбран обычный инвертор. Синтез схемы проводился в среде Design Compiler (SYNOPSYS).

T — предполагаемая температура микросхемы,
 V — напряжение питания ядра микросхемы (VDD — номинальное напряжение, равное 1,8 В для данной технологии).

Данные результаты пригодятся нам для оценки использования ресурсов при переходе на другой корнер.

Как видно из представленных результатов, внешние условия работы схемы оказывают на ее быстродействие значительное влияние. Как будет показано далее, реализация схем на библиотеках «Worst» требует почти в два раза большей площади и потребления кристалла по отношению к «Typical».

Рассмотрим схему на рис. 1 более подробно. Время, отводимое комбинаторной логике (КЛ), определяется следующим соотношением:

$$T_c = T_{latch} - T_{source} - T_{dff} - T_{sff}, \quad (1)$$

где T_c — максимальное время, которое может быть использовано КЛ;

T_{latch} — время прибытия тактового сигнала на триггер-приемник;

T_{source} — время прибытия тактового сигнала на триггер-источник;

T_{dff} — время задержки сигнала на триггер-источнике;

T_{sff} — время предустановки для сигнала для триггер-приемника.

Если пренебречь временным разбалансом в прибытии тактового сигнала к данным триггерам, то можно записать:

Таблица 1

Корнер библиотеки	Описание корнера		Максимальная частота работы	Потребление	Площадь
	$T, ^\circ\text{C}$	V			
Typical	25	VDD	2,85 ГГц	925 мкВт	105,4 мкм ²
Best	-40	$VDD + 10 \%$	4,00 ГГц	1600 мкВт	105,4 мкм ²
Worst	125	$VDD - 10 \%$	1,80 ГГц	470 мкВт	105,4 мкм ²

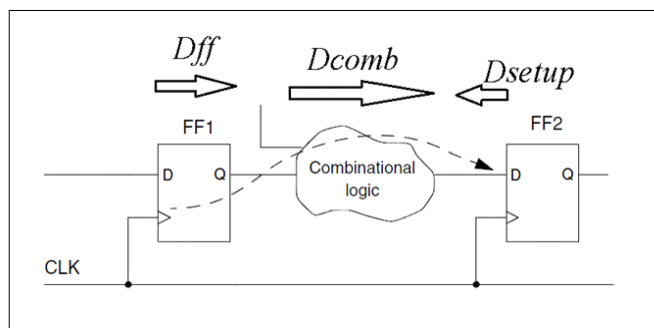


Рис. 1. Общий вид логического пути

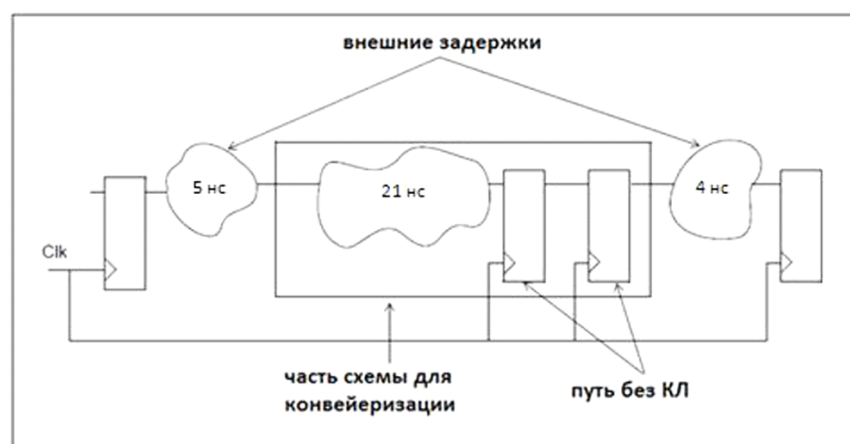


Рис. 2. Пример схемы до конвейеризации

$$T_c = T_{clk} - T_{dff} - T_{sff}, \quad (2)$$

где T_{clk} — время одного периода тактовой частоты.

Как следует из библиотеки t_{smc} , максимальное время, доступное КЛ, составляет около 770–380 пс для частоты тактового сигнала 1 ГГц.

Время задержки на двухвходовом вентиле (ИЛИ–НЕ, И–НЕ) составляет около 50–80 пс.

Из вышесказанного следует, что логическая функция, заключенная в КЛ, может иметь от 15 до 5 вентилей. Однако наличие входных емкостей и различных паразитных эффектов приводит к уменьшению данного ресурса.

Существует два основных способа повышения быстродействия СБИС при отсутствии возможности архитектурной оптимизации. Это конвейеризация и мультиплексирование.

Конвейеризация предполагает наличие дополнительных цифровых путей с запасом времени для КЛ, в которые можно перенести часть КЛ из другого цифрового пути без изменения общей функции схемы.

На рис. 2 приведен пример. Как видно из схемы, первый цифровой путь имеет задержку КЛ, равную 23 нс; второй путь не имеет КЛ, т.е. задержка равна нулю; третий путь имеет задержку 4 нс. Если для

примера предположить, что максимальное время для КЛ должно быть не более 12 нс, то мы увидим, что первый путь имеет дефицит времени. Напротив, второй путь имеет запас.

На рис. 3 предложен вариант с конвейеризацией. Теперь схема не имеет цифровых путей с временем задержки более 12 нс. При этом произошла балансировка задержки, равной 21 нс, на два пути, которые имели запас задержки.

Процесс мультиплексирования представлен на рис. 4. При мультиплексировании КЛ не подвергается изменениям. В данном случае один цифровой путь заменяется несколькими такими же. При этом тактовая частота для каждого цифрового пути уменьшается и вычисляется по формуле (3).

$$F_{new} = F_{old} / m, \quad (3)$$

где F_{new} — новая тактовая частота;

F_{old} — исходная тактовая частота;

m — требуемое количество веток для распараллеливания.

Сравним данные методики повышения быстродействия с точки зрения затрачиваемых ресурсов. Будем рассматривать простую синхронную схему без обратных связей и работающую в одном тактовом домене.

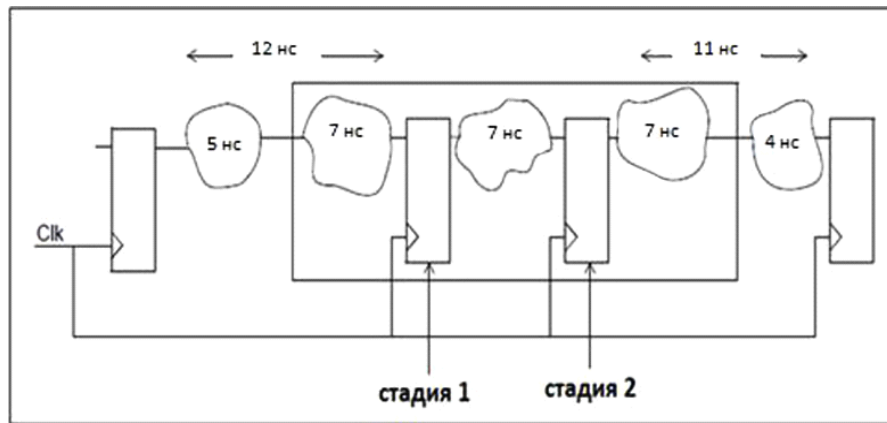


Рис. 3. Пример схемы после конвейеризации

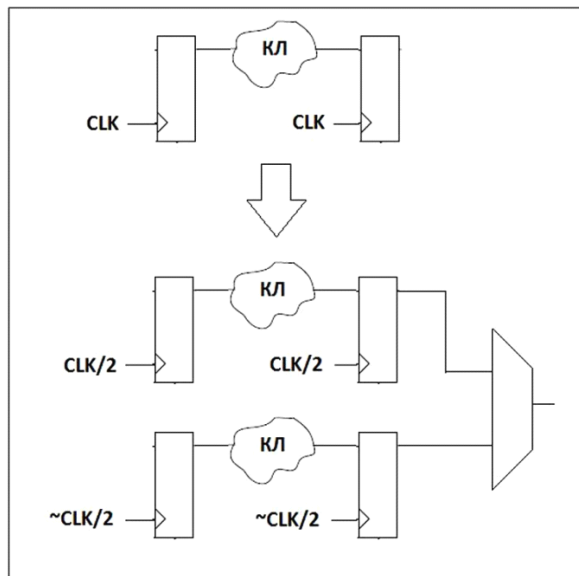


Рис. 4. Пример мультиплексирования цифрового пути

Назовем условно количество дополнительных ступеней конвейеризации — глубиной конвейеризации, а количество веток мультиплексирования — глубиной мультиплексирования.

Назовем также суммарное время T_c (смотрите выражение (2)) всех цифровых путей в схеме, за вычетом суммарного времени всех цепей КЛ, бюджетом времени (T_b).

$$T_b = \sum T_c - T_l, \quad (4)$$

где T_b — бюджет времени СБИС;
 T_l — время КЛ некоторого цифрового пути.

Из (4) очевидно, что если величина $T_b \geq 0$, то требования быстродействия СБИС удовлетворяются. В противном случае будет существовать как минимум один цифровой путь с задержкой на КЛ, превышающей максимально возможную задержку цифрового пути для данной СБИС.

Дополнительное время для КЛ при конвейеризации приведено в выражениях (5), (6).

$$T_{pipe} = (T_{clk} - T_{dff} - T_{sff}) N_p, \quad (5)$$

$$T_{pipe} = (T_{clk} - T_{ff}) N_p, \quad (6)$$

где T_{pipe} — дополнительное время для КЛ,

T_{ff} — суммарное время, необходимое для триггеров в цифровом пути,

N_p — глубина конвейеризации.

Дополнительное время для КЛ при мультиплексировании приведено в выражении (7).

$$T_{mux} = T_{clk} \cdot N_p \cdot N_{ff}, \quad (7)$$

где T_{mux} — дополнительное время для КЛ;

N_{ff} — количество логических путей в исходной схеме;

N_m — глубина мультиплексирования.

Выражения (5), (6) получены на основании того, что при добавлении ступени конвейеризации выделяется дополнительный цифровой путь с бюджетом времени T_c из (2). Выражение (7) получено из условия, что при замене одного цифрового пути несколькими параллельными период тактовой частоты повышается во столько же раз. При этом дополнительное время вычисляется из разниц формул (2) для исходной тактовой частоты и деленной тактовой частоты.

Из сравнения (6) и (7) следует, что процесс мультиплексирования эффективнее процесса конвейеризации. И эта разница определяется соотношением требуемой тактовой частоты и временными параметрами триггера (т.е. выбором технологической линейки). По результатам синтеза в Design Compiler среднее время T_{ff} составляет около 500 пс. Для тактовой частоты 1 ГГц получаем, что мультиплексирование дает в два раз больше дополнительного времени в бюджет при одинаковых глубинах конвейеризации и мультиплексирования.

Из рис. 4 видно, что процесс мультиплексирования ведет к значительному увеличению площади кристалла. Для оценки этого увеличения будем использовать выражения (8) и (9)

$$S_{pipe} = (S_{old} + S_{ff}) N_p, \quad (8)$$

$$S_{mux} = S_{old} N_p + S_{div} + S_{sw}, \quad (9)$$

где S_{old} — площадь схемы до мультиплексирования;

S_{pipe} — площадь схемы после конвейеризации;

S_{ff} — площадь триггера;

S_{mux} — площадь схемы после мультиплексирования;

S_{div} — площадь делителя частоты;

S_{sw} — площадь дополнительного мультиплексора.

Подставив (6), (7) в (8), (9), используя (2), получим выражения для T_{mux} , T_{pipe} (10) (11).

$$T_{pipe} = T_c (S_{pipe} - S_{old}) / S_{ff}, \quad (10)$$

$$T_{mux} = T_{clk} N_{ff} ((S_{mux} - S_{old} - S_{div} - S_{sw}) / S_{old} + 1). \quad (11)$$

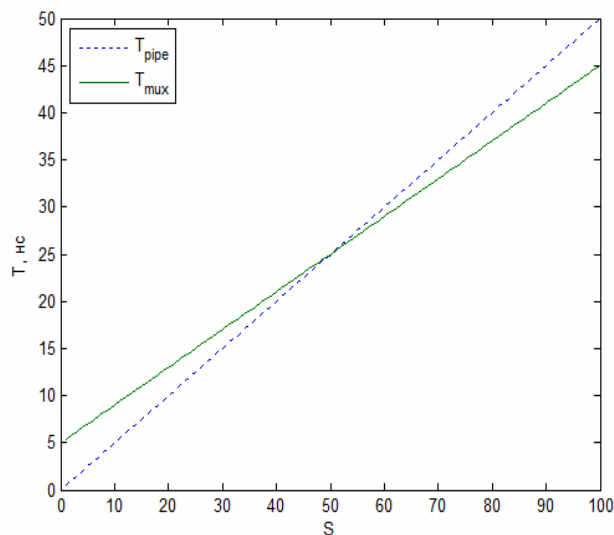


Рис. 5. Зависимости T_{pipe} и T_{mux} от S .
 $T_{clk} = 1$ нс, $T_c = 0,5$ нс, $N_{ff} = 5$, $ff = 40$ %

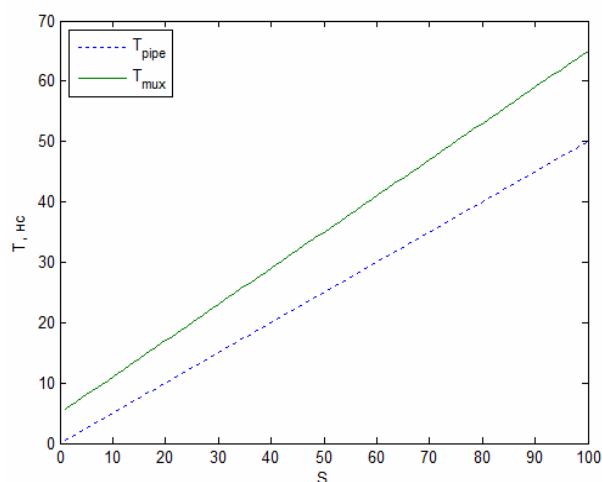


Рис. 6. Зависимости T_{pipe} и T_{mux} от S .
 $T_{clk} = 1$ нс, $T_c = 0,5$ нс, $N_{ff} = 5$, $ff = 60$ %

Далее положим, что количество триггеров в схеме равно N_{ff} и что площадь последовательной логики составляет 40 % от общей площади. Пренебрегая величинами S_{div} и S_{sw} , получим:

$$T_{pipe} = ST_c, \quad (12)$$

$$T_{mux} = T_{clk} N_{ff} (0,4S/N_{ff} + 1), \quad (13)$$

где S — величина, равная разнице площадей до и после оптимизации отнесенная к площади триггера.

Как видно из (12) и (13), T_{pipe} в отличие от T_{mux} не зависит от сложности схемы. Величина T_{mux} определяется соотношением комбинаторной и последовательной логики. На рис. 5 представлены эти зависимости. Из рисунка видно, что при малой площади оптимизируемой схемы ($S < 50$) более эффективно мультиплексирование.

При содержании последовательной логики более 50 % (ff) кривые перестают пересекаться и мультиплексирование оказывается более выгодным по площади (рис. 6).

На рис. 7 представлен пример для более быстродействующей библиотеки. В данном случае эффективность конвейеризации возрастает, т.к. относительная разница T_c и T_{clk} уменьшается.

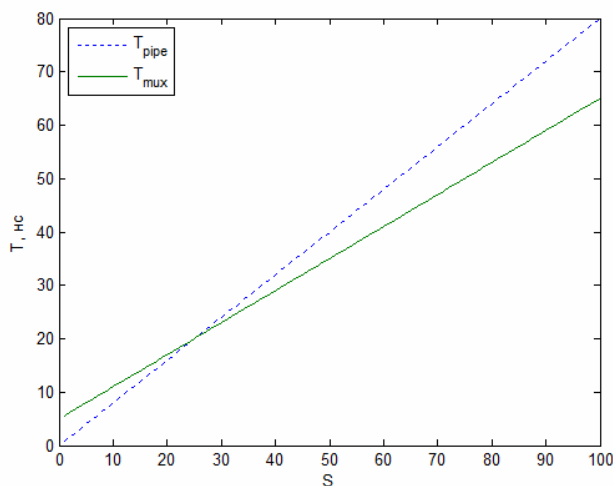


Рис. 7. Зависимости T_{pipe} и T_{mux} от S .
 $T_{clk} = 1$ нс, $T_c = 0,8$ нс, $N_{ff} = 5$, $ff = 40$ %

Из приведенных выражений и рисунков можно заключить: для стандартных схем с долей содержания последовательной логики меньше 40 % более эффективным методом оптимизации оказывается конвейеризация; для схем, имеющих значительные технологические ограничения по быстродействию и/или высокую долю последовательной логики (что зачастую оказывается связано), лучше прибегать к мультиплексированию.

Библиографический список

1. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. М: Бином-пресс. 2011. 656 с.
2. Kwentus Z. Jiang, and A. Willson Jr. Application of filter sharpening to cascaded integrator-comb decimation filters // IEEE Transactions on Signal Processing. 1997. February. Vol. 45. P. 457–467.
3. Kaiser J. F. and Hamming R. W. Sharpening the response of a symmetric nonrecursive filter // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1977. October. Vol. ASSP-25. P. 415–422.
4. Orfanidis S. J. Introduction to Signal Processing. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1996. 223 p.
5. Jang Y. and Yang S. Non-recursive cascaded integrator-comb decimation filters with integer multiple factors // Proc. 44th IEEE Midwest Symp. Circuits and Systems (MWSCAS). Dayton, OH, 2001. Vol. 1. P. 130–133.
6. Lakshmi Sri Jyothi Chimakurthy. Design of direct digital frequency synthesizer for wireless applications. Auburn, Alabama. 2005. August 8. 349 p.
7. Design Constraints User's Guide for Software v9.1. URL: http://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/131597-design-constraints-guide (дата обращения: 10.10.2016).

МАМЫЧЕВ Василий Иванович, инженер-конструктор ОКБ Новосибирского завода полупроводниковых приборов с ОКБ; аспирант кафедры САПР Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ).

Адрес для переписки: mamychew@nzpp.ru

СЕДИНИН Валерий Иванович, доктор технических наук, профессор (Россия), заведующий кафедрой систем автоматизированного проектирования СибГУТИ.

Адрес для переписки: sedvi@bk.ru

Статья поступила в редакцию 17.11.2016 г.

© В. И. Мамычев, В. И. Сединин