

Раздел III. Моделирование процессов и систем

УДК 621.372.632

DOI 10.18522/2311-3103-2024-3-197-207

А.А. Марьев

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КВАДРАТУРНОГО СТРОБОСКОПИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Работа относится к области радиосвязи и посвящена анализу функционирования квадратурного стробоскопического преобразователя частоты, который в настоящее время широко применяется в системах программно-определяемого радио, реализованных по принципу приемника прямого преобразования. Такая структура приемника сочетает в себе ряд важных для практической реализации достоинств, таких как высокая адаптивность, простота изменения конфигурации демодулятора, простота аппаратной части приемника и низкая стоимость компонентов. Несмотря на сравнительно широкое распространение квадратурных стробоскопических преобразователей, вопросы их теоретико-сигнального анализа и оптимизации параметров по критериям, характерным для типовых задач радиосвязи, недостаточно освещены в открытых источниках. Известные сложности имеются также и в выборе терминологии, в связи с чем в работе приводится несколько наиболее распространенных в литературе наименований устройств рассматриваемого типа. В основной части работы предлагается достаточно простая математическая модель квадратурного стробоскопического преобразователя частоты, основанная на ряде упрощающих допущений. В то же время, указанные допущения не уменьшают общности полученных результатов. На основе предложенной модели выполняется оценка коэффициента передачи преобразователя частоты. Помимо исследования идеализированной математической модели, в которой переключения считаются мгновенными, производится исследование влияния конечного времени коммутации на коэффициент передачи преобразователя частоты. Для выполнения анализа используется математический аппарат теории сигналов. Предложенная в работе модель стробоскопического преобразователя частоты допускает дальнейшее усложнение и использование для исследования влияния дополнительных факторов на характеристики радиотехнических систем, имеющих рассматриваемую архитектуру. В частности, возможно исследование влияния кратковременной нестабильности (джиттера) периода переключений ключа, а также влияния неидентичности параметров квадратурных каналов. Полученные аналитические выражения и приведенные графики исследованных зависимостей могут быть полезны при проектировании систем радиосвязи различного назначения, в которых используется квадратурный стробоскопический преобразователь частоты.

Детектор Тейло; квадратурный преобразователь частоты; стробоскопический преобразователь частоты; приемник прямого преобразования; программно-определяемое радио.

А.А. Maryev

MATHEMATICAL MODEL OF A QUADRATURE SAMPLING FREQUENCY CONVERTER

The work relates to the field of radio communications and is devoted to the analysis of the functioning of a quadrature stroboscopic frequency converter, which is now widely used in software-defined radio systems, implemented on the principle of direct conversion receiver. This receiver structure combines a number of advantages which are important for practical realization, such as high adaptivity, ease of changing the demodulator configuration, simplicity of the receiver hardware and low cost of components. Despite the relatively widespread use of quadrature stroboscopic converters, the topics of their signal-theoretic analysis and optimization of parameters by criteria characteristic of typical radio communication tasks are not sufficiently covered in literature. There are also known difficulties in the choice of terminology, that's why the paper contains some of the most common in the names used for devices of the

considered type. In the main part of the paper a rather simple mathematical model of a quadrature stroboscopic frequency converter based on a number of simplifying assumptions is proposed. At the same time, these assumptions do not reduce the generality of the obtained results. Based on the proposed model, the estimation of the frequency converter gain is performed. In addition to the study of the idealized mathematical model, in which switching is considered instantaneous, the influence of the finite switching time on the frequency converter gain is investigated. The mathematical apparatus of signal theory is used to perform the analysis. The model of the stroboscopic frequency converter proposed in the paper allows further complication and use to study the influence of additional factors on the characteristics of radio systems based on this architecture. In particular, it is possible to study the influence of short-term instability (jitter) of the switching period of the key, as well as the influence of non-identity of the parameters of quadrature channels. The obtained analytical expressions and the given graphs of the investigated dependencies can be useful in the design of radio communication systems for various purposes, in which a quadrature stroboscopic frequency converter is used.

Taylor detector, quadrature sampling detector, direct conversion receiver, software-defined radio.

Введение. В современных системах программно-определяемого радио (Software-Defined Radio, SDR) [1–3] получила распространение архитектура приемника прямого преобразования [4], в которой гетеродин настроен на частоту несущей, и преобразователь частоты выполняет перенос спектра сигнала на нулевую несущую, то есть выделяет квадратурные составляющие (комплексную огибающую). При этом аналоговая часть приемника оказывается достаточно простой, а требуемая частота дискретизации аналого-цифровых преобразователей – минимальной. Перечисленные достоинства определили широкое применение архитектуры приемника прямого преобразования в устройствах интернета вещей (Internet of Things, IoT), недорогих радиоприемниках и трансиверах, подключаемых к персональному компьютеру по интерфейсу USB, а также в радиолюбительских конструкциях [5–7].

Центральным узлом SDR-приемника прямого преобразования является преобразователь частоты. Одним из наиболее популярных решений является так называемый квадратурный стробоскопический детектор (Quadrature Sampling Detector, QSD), известный также под названием «детектор Тейло» (Taylor detector) [8–11], который сочетает в себе конструктивную простоту, доступность компонентов и высокие характеристики. Этот узел, по существу, выполняет функции преобразователя частоты, поэтому далее будем называть его квадратурным стробоскопическим преобразователем частоты [12, 13].

В 2003 Д. Тейло опубликовал работу [9], в которой был описан квадратурный стробоскопический преобразователь частоты, однако до настоящего времени вопросы теоретического анализа работы этого устройства недостаточно освещены в публикациях. Целью данной работы является частичное заполнение этого пробела.

Ниже предложены упрощенная схема и математическая модель квадратурного преобразователя частоты, с помощью которых будет произведен анализ его функционирования с точки зрения теории сигналов.

Схема преобразователя частоты. На рис. 1 приведена упрощенная схема замещения квадратурного стробоскопического преобразователя частоты.

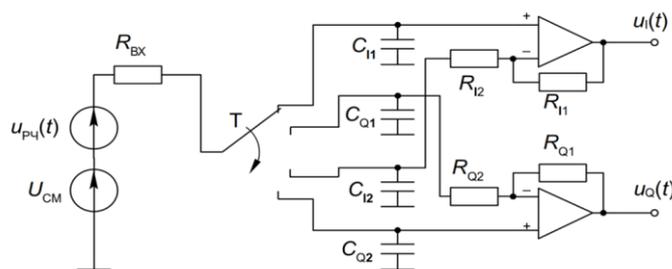


Рис. 1. Упрощенная схема замещения квадратурного стробоскопического преобразователя частоты

На вход схемы воздействует узкополосный радиосигнал

$$u_{pч}(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \theta(t)), \quad (1)$$

где $A(t)$ – огибающая амплитуд радиосигнала, соответствующая закону амплитудной модуляции;

$\theta(t)$ – набег фазы, соответствующий закону угловой модуляции.

Второй источник ЭДС в схеме создает постоянное напряжение смещения U_{CM} .

Основным элементом схемы является ключ, который последовательно подключает сопротивление R_{BX} к емкостям C_{I1} , C_{Q1} , C_{I2} , C_{Q2} , C_{I1} и так далее. Переключение выполняется через равные интервалы T , ключ управляется импульсными сигналами тактового генератора.

Емкости C_{I1} и C_{I2} подключены соответственно к неинвертирующему и инвертирующему входам операционного усилителя, который выполняет усиление сигнала и согласование преобразователя частоты с последующим каскадом приемника (обычно это аналого-цифровой преобразователь).

Аналогичным образом емкости C_{Q2} и C_{Q1} подключены ко входам второго операционного усилителя.

На выходе первого операционного усилителя формируется сигнал, пропорциональный синфазной составляющей:

$$u_I(t) = k_{ПЧ}k_y I(t) = k_{ПЧ}k_y A(t)\cos\theta(t), \quad (2)$$

где $k_{ПЧ}$ – коэффициент передачи преобразователя частоты (без усилителя);

k_y – коэффициент усиления согласующего каскада на операционном усилителе.

На выходе второго операционного усилителя формируется сигнал, пропорциональный квадратурной составляющей:

$$u_Q(t) = k_{ПЧ}k_y Q(t) = k_{ПЧ}k_y A(t)\sin\theta(t). \quad (3)$$

Для правильной работы схемы необходимо обеспечить идентичность характеристик квадратурного и синфазного каналов, поэтому коэффициенты $k_{ПЧ}$ и k_y в двух каналах одинаковы.

Математическая модель преобразователя частоты. Примем $k_y = 1$ и рассмотрим стробоскопический квадратурный преобразователь частоты как устройство, состоящее из двух блоков: комплексного смесителя (перемножителя) C и фильтра нижних частот ФНЧ (рис. 2).

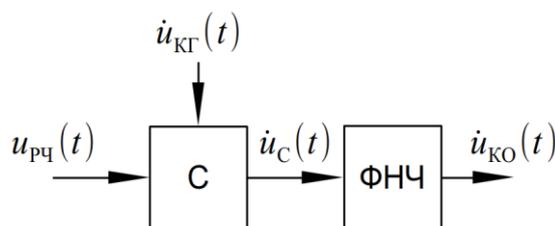


Рис. 2. Структурная схема упрощенной модели комплексного стробоскопического преобразователя частоты

Для упрощения анализа исключим из рассмотрения взаимовлияние ФНЧ и смесителя. Ниже будет показано, что это допущение приводит к занижению оценки $k_{ПЧ}$ в 2 раза, по сравнению с приближенными оценками, приведенными для наилучшего случая в опубликованных работах [9, 11].

Смеситель выполняет умножение входного радиосигнала $u_{pч}(t)$ на комплексное колебание генератора $i_{кГ}(t)$, состоящее из прямоугольных импульсов длительностью T :

$$i_{кГ}(t) = e^{-j\frac{\pi m}{2}}, mT \leq t < (m+1)T, m \in \mathbb{Z}. \quad (4)$$

Источник колебания $\dot{u}_{кГ}(t)$ играет роль гетеродина, однако форма колебания не гармоническая, поэтому использован термин «генератор».

Период $T_{кГ}$ колебания $\dot{u}_{кГ}(t)$ равен $4T$, форму колебания поясняет рис. 3.

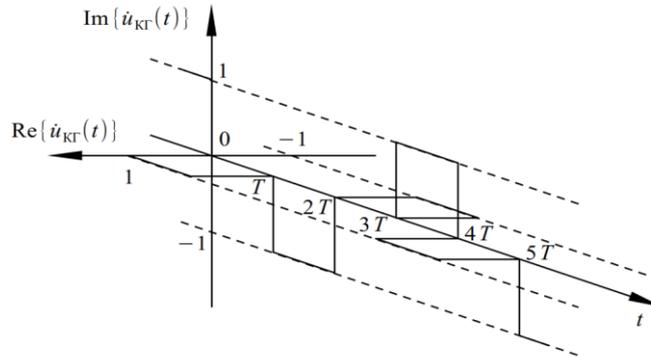


Рис. 3. Комплексное колебание генератора

Следует отметить, что в реальном стробоскопическом преобразователе частоты колебание $\dot{u}_{кГ}(t)$ не формируется, и умножение на него является лишь удобной для анализа математической моделью переключений ключа.

На выходе смесителя формируется комплексный сигнал

$$\dot{u}_C(t) = u_{рч}(t)\dot{u}_{кГ}(t), \tag{5}$$

который обрабатывается фильтром нижних частот с вещественной импульсной характеристикой $h_{ФНЧ}(t)$. Отклик фильтра определяется сверткой вида:

$$\dot{u}_{КО}(t) = \dot{u}_C(t) * h_{ФНЧ}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{u}_C(\tau) h_{ФНЧ}(t - \tau) d\tau. \tag{6}$$

Спектр сигнала на выходе преобразователя частоты. Получим выражение для спектральной плотности сигнала на выходе исследуемого преобразователя частоты.

Спектральная плотность радиосигнала $S_{рч}(j\omega)$ определяется прямым преобразованием Фурье:

$$S_{рч}(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_{рч}(t) e^{-j\omega t} dt = F\{u_{рч}(t)\}. \tag{7}$$

По теореме о спектре произведения сигналов [4] спектральная плотность комплексного произведения равна свертке спектральной плотности $S_{рч}(j\omega)$ радиосигнала и спектральной плотности $S_{кГ}(j\omega)$ комплексного колебания генератора:

$$S_C(j\omega) = S_{кГ}(j\omega) * S_{рч}(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{кГ}(jx) S_{рч}(j[\omega - x]) dx. \tag{8}$$

Для определения $S_{кГ}(j\omega)$ представим колебание $\dot{u}_{кГ}(t)$ в виде свертки

$$\dot{u}_{кГ}(t) = u_{И}(t) * \dot{u}_{\delta}(t), \tag{9}$$

где $u_{И}(t) = 1, 0 \leq t < T$ – одиночный прямоугольный видеоимпульс;

$\dot{u}_{\delta}(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} e^{-j\frac{\pi m}{2}} \delta(t - mT)$ – последовательность дельта-функций.

Спектральная плотность последовательности дельта-функций определяется выражением [15]:

$$S_{\delta}(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2\pi \dot{C}_n \delta(\omega - n\Omega_{кГ}), \tag{10}$$

где \dot{C}_n – коэффициенты разложения колебания $u_{\delta}(t)$ в ряд Фурье в базе комплексных гармонических функций;

$\Omega_{кГ} = \frac{2\pi}{T_{кГ}}$ – угловая частота колебания $u_{\delta}(t)$ (и колебания $\dot{u}_{кГ}(t)$).

Найдем коэффициенты \dot{C}_n :

$$\begin{aligned}\dot{C}_n &= \frac{1}{T_{\text{КГ}}} \int_0^{T_{\text{КГ}}} \dot{u}_\delta(t) e^{-jn\Omega_{\text{КГ}}t} dt = \frac{1}{T_{\text{КГ}}} \int_0^{T_{\text{КГ}}} \sum_{m=0}^3 e^{-j\frac{\pi m}{2}} \delta(t - mT) e^{-jn\Omega_{\text{КГ}}t} dt = \\ &= \frac{1}{T_{\text{КГ}}} \sum_{m=0}^3 e^{-j\frac{\pi m}{2}} \int_0^{T_{\text{КГ}}} \delta(t - mT) e^{-jn\Omega_{\text{КГ}}t} dt = \frac{1}{T_{\text{КГ}}} \sum_{m=0}^3 e^{-j(n\Omega_{\text{КГ}}T + \frac{\pi}{2})m}. \quad (11)\end{aligned}$$

При вычислении интеграла было использовано фильтрующее свойство дельта-функции. Для дальнейшего упрощения выражения воспользуемся формулой суммы членов геометрической прогрессии, с помощью которой сумма в результате (11) представляется в виде рациональной функции:

$$\dot{C}_n = \frac{1}{T_{\text{КГ}}} \frac{1 - e^{-j4(n\Omega_{\text{КГ}}T + \frac{\pi}{2})}}{1 - e^{-j(n\Omega_{\text{КГ}}T + \frac{\pi}{2})}} = \frac{1}{4T} \frac{1 - e^{-j2\pi(n+1)}}{1 - e^{-j\frac{\pi}{2}(n+1)}}. \quad (12)$$

Результат выражения (12) получен с учетом равенства $T_{\text{КГ}} = 4T$, из которого следует, что $\Omega_{\text{КГ}}T = \frac{\pi}{2}$. Анализ выражения (12) показывает, что его числитель равен нулю при любом $n \in \mathbb{Z}$, а знаменатель равен нулю при $n = 4\ell - 1, \ell \in \mathbb{Z}$. Для определения значений $\dot{C}_{4\ell-1}$ воспользуемся правилом Лопиталя:

$$\dot{C}_{4\ell-1} = \frac{1}{4T} \lim_{n \rightarrow 4\ell-1} \frac{1 - e^{-j2\pi(n+1)}}{1 - e^{-j\frac{\pi}{2}(n+1)}} = \frac{1}{4T} \lim_{n \rightarrow 4\ell-1} \frac{2\pi e^{-j2\pi(n+1)}}{\frac{\pi}{2} e^{-j\frac{\pi}{2}(n+1)}} = \frac{1}{T} e^{-j6\pi\ell} = \frac{1}{T}. \quad (13)$$

Таким образом, коэффициенты ряда Фурье равны

$$\dot{C}_n = \begin{cases} \frac{1}{T}, n = 4\ell - 1, \ell \in \mathbb{Z}; \\ 0, n \neq 4\ell - 1. \end{cases} \quad (14)$$

Подставляя выражение (14) в (10), получим спектральную плотность

$$S_\delta(j\omega) = 2\pi \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \dot{C}_{4\ell-1} \delta(\omega - [4\ell - 1]\Omega_{\text{КГ}}) = \frac{2\pi}{T} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega + \frac{\Omega}{4} - \ell\Omega), \quad (15)$$

где $\Omega = \frac{2\pi}{T} = 4\Omega_{\text{КГ}}$ – угловая частота коммутаций ключа.

По теореме о спектре свертки сигналов [14–17] спектральная плотность $S_{\text{КГ}}(j\omega)$ равна произведению:

$$S_{\text{КГ}}(j\omega) = S_{\text{И}}(j\omega) S_\delta(j\omega) = \frac{2\pi}{T} S_{\text{И}}(j\omega) \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega + \frac{\Omega}{4} - \ell\Omega), \quad (16)$$

где $S_{\text{И}}(j\omega) = F\{u_{\text{И}}(t)\}$ – спектральная плотность одиночного видеоимпульса.

Подстановка результата (16) в выражение (8) позволяет найти спектральную плотность сигнала на выходе смесителя:

$$\begin{aligned}S_{\text{С}}(j\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{2\pi}{T} S_{\text{И}}(jx) \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \delta(x + \frac{\Omega}{4} - \ell\Omega) S_{\text{РЧ}}(j[\omega - x]) dx = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\text{И}}(jx) \delta(x + \frac{\Omega}{4} - \ell\Omega) S_{\text{РЧ}}(j[\omega - x]) dx = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} S_{\text{И}}(j[\ell\Omega - \frac{\Omega}{4}]) S_{\text{РЧ}}(j[\omega + \frac{\Omega}{4} - \ell\Omega]). \quad (17)\end{aligned}$$

При интегрировании использовано фильтрующее свойство дельта-функции.

Анализ выражения (17) позволяет сделать вывод, что спектр сигнала $\dot{u}_{\text{С}}(t)$ образован из спектра радиосигнала $S_{\text{РЧ}}(j\omega)$, сдвинутого влево на $\frac{1}{4}$ частоты коммутаций ключа Ω и бесконечного числа его копий, сдвинутых на $\ell\Omega$ и взвешенных спектральной плотностью одиночного импульса $S_{\text{И}}(j\omega)$.

Частота переключений Ω выбирается равной $4\omega_0$, при этом правая половина спектра радиосигнала смещается на нулевую частоту, а ближайшие спектральные составляющие расположены на частотах $-2\omega_0$ (левая половина спектра радиосигнала, смещенная на $-\frac{\Omega}{4}$) и $2\omega_0$ (левая половина спектра радиосигнала, смещенная на $\Omega - \frac{\Omega}{4}$).

Для получения спектра сигнала на выходе преобразователя частоты предположим, что выполняется условие

$$\frac{\Delta\omega}{2} \ll \omega_{-3\text{дБ}} \ll 2\omega_0, \quad (18)$$

где $\Delta\omega$ – полоса радиосигнала;

$\omega_{-3\text{дБ}}$ – полоса пропускания ФНЧ по уровню -3 дБ.

При выполнении условия (18) можно считать, что спектральные составляющие в окрестности нулевой частоты пропускаются фильтром без искажений, а остальные спектральные составляющие подавляются настолько, что ими можно пренебречь. В этом случае для получения спектра сигнала на выходе преобразователя частоты достаточно выбрать из выражения (17) составляющие, которые находятся в окрестности нулевой несущей (в пределах $\pm \frac{\Delta\omega}{2}$):

$$S_{\text{КО}}(j\omega) \approx \frac{1}{T} S_{\text{И}}(j\frac{\Omega}{4}) S_{\text{РЧ}}(j[\omega + \frac{\Omega}{4}]), -\frac{\Delta\omega}{2} \leq \omega \leq \frac{\Delta\omega}{2}. \quad (19)$$

Коэффициент передачи преобразователя частоты. Спектральная плотность комплексной огибающей радиосигнала [16] определяется выражением:

$$S_{\text{А}}(j\omega) = 2S_{\text{РЧ}}(j[\omega + \omega_0]), -\frac{\Delta\omega}{2} \leq \omega \leq \frac{\Delta\omega}{2}. \quad (20)$$

При выборе $\frac{\Omega}{4} = \omega_0$ оказывается, что модуль отношения правых частей выражений (19) и (20) не зависит от частоты ω и имеет смысл коэффициента передачи преобразователя частоты:

$$k_{\text{ПЧ}} \approx \frac{1}{2T} |S_{\text{И}}(j\frac{\Omega}{4})|. \quad (21)$$

Для прямоугольного видеопульса $u_{\text{И}}(t) = 1, 0 \leq t < T$ спектральная плотность определяется выражением [17]:

$$S_{\text{И}}(j\omega) = T \frac{\sin\frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} e^{-j\frac{\omega T}{2}}. \quad (22)$$

Подставляя правую часть выражения (22) в выражение (21), с учетом равенства $\Omega T = 2\pi$ получим значение коэффициента передачи

$$k_{\text{ПЧ}}^{(\text{П})} \approx \frac{2}{\pi} \sin\frac{\pi}{4} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \approx 0,45016 = -6,93\text{дБ}, \quad (23)$$

где верхний индекс «(П)» означает прямоугольную форму импульса $u_{\text{И}}(t)$.

Полученный результат ровно вдвое (на 6 дБ) ниже, чем результат, полученный в работах [9] и [11], где производится грубая оценка во временной области для наиболее благоприятного случая.

Разница в 2 раза может быть объяснена тем, что в модели на рисунке (2) не учитывается влияние заряда емкостей на угол отсечки протекающего тока, а также соотношение постоянных времени заряда и разряда емкостей. С учетом этого влияния, оценку (23) можно считать нижней границей возможных значений коэффициента передачи при условии, что комплексное колебание $\dot{u}_{\text{КТ}}(t)$ состоит из идеальных прямоугольных импульсов.

Влияние формы импульсов комплексного колебания генератора на коэффициент передачи преобразователя частоты. В реальных устройствах коммутация ключа происходит за конечное время, которое на высоких частотах сопоставимо с величиной T . В предложенной модели возможен учет влияния этого фактора путем задания искаженной формы импульсов $\dot{u}_{\text{КТ}}(t)$.

При анализе цифровых устройств форма импульсов часто считается трапецеидальной [18, 19]. Используем модель $u_{\text{И}}^{(\text{T})}(t)$ (верхний индекс «(Т)» означает трапецеидальную форму импульсов):

$$u_{II}^{(T)}(t) = \begin{cases} \frac{t}{\alpha T}, & 0 \leq t < \alpha T; \\ 1, & \alpha T \leq t < T; \\ 1 - \frac{t-T}{\alpha T}, & T \leq t < T + \alpha T, \end{cases} \quad (24)$$

где $\alpha = \frac{\tau_{фр}}{T}$ – параметр, равный отношению длительности фронта $\tau_{фр}$ к длительности импульса, $0 \leq \alpha \leq 1$.

Форму импульсов $u_{II}^{(T)}(t)$ при различных значениях параметра α поясняет рис. 4.

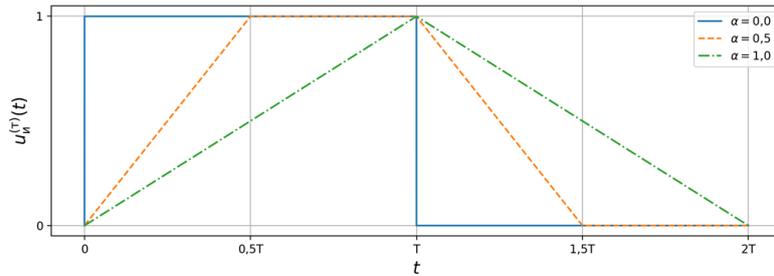


Рис. 4. Импульсы $u_{II}^{(T)}(t)$ при различных значениях параметра α

При $\alpha = 0$ длительность фронтов равна нулю, и форма импульсов идеально прямоугольная. При $\alpha = 1$ длительность фронтов равна длительности импульса – импульсы имеют форму равнобедренных треугольников.

Спектральная плотность импульса (24) может быть получена в виде:

$$S_{II}^{(T)}(j\omega) = T \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \frac{\sin \frac{\alpha \omega T}{2}}{\frac{\alpha \omega T}{2}} e^{-j \frac{(1+\alpha)\omega T}{2}}, \quad (25)$$

при этом выражение (21) для коэффициента передачи преобразователя частоты принимает вид:

$$k_{ПЧ}^{(T)}(\alpha) \approx \frac{4\sqrt{2}}{\alpha \pi^2} \sin \frac{\alpha \pi}{4}. \quad (26)$$

График отношения $k_{ПЧ}^{(T)}(\alpha)$ к $k_{ПЧ}^{(II)}$ приведен на рис. 5.

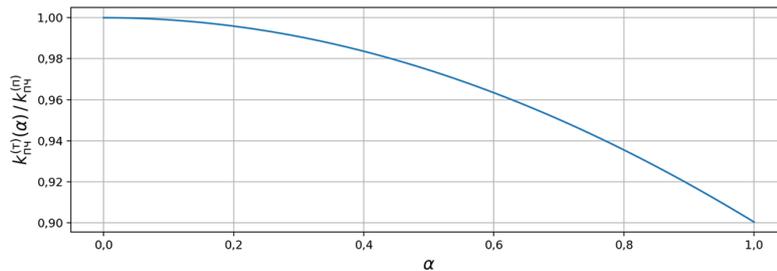


Рис. 5. Отношение коэффициента передачи преобразователя частоты $k_{ПЧ}^{(T)}(\alpha)$ (трапециoidalные импульсы) к $k_{ПЧ}^{(II)}$ (прямоугольные импульсы)

При $\alpha = 0$ ухудшение отсутствует (так как импульсы прямоугольные), при максимальном значении $\alpha = 1$ наблюдается уменьшение коэффициента передачи (26) на 10%, по сравнению с (23).

Таким образом, трапециoidalные и треугольные импульсы $\dot{u}_{КТ}(t)$ уменьшают коэффициент передачи преобразователя частоты незначительно.

Если искажение формы импульсов $u_{II}(t)$ обусловлено главным образом одной паразитной емкостью, может быть полезной модель импульса $u_{II}^{(\ominus)}(t)$ в виде отклика ФНЧ 1-го порядка на прямоугольный импульс (верхний индекс « \ominus » означает экспоненциальное сглаживание фронтов). Обозначим эту модель как импульс с экспоненциально сглаженными фронтами.

$$u_{II}^{(\ominus)}(t) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{t}{\beta T}}, & 0 \leq t < T; \\ (1 - e^{-\frac{1}{\beta}})e^{-\frac{t-T}{\beta T}}, & t \geq T, \end{cases} \quad (27)$$

где $\beta = \frac{\tau_{\ominus}}{T}$ – параметр, равный отношению постоянной времени сглаживания τ_{\ominus} к длительности импульса, $\beta > 0$.

Форму импульсов $u_{II}^{(\ominus)}(t)$ при различных значениях параметра β поясняет рис. 6.

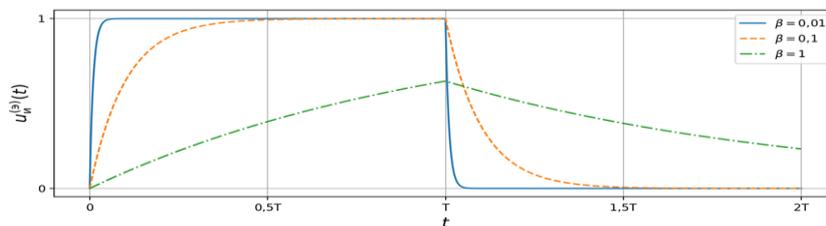


Рис. 6. Импульсы $u_{II}^{(\ominus)}(t)$ при различных значениях параметра β

Спектральную плотность импульса (27) запишем в виде:

$$S_{II}^{(\ominus)}(j\omega) = \frac{T}{1+j\omega\beta T} \frac{\sin\frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} e^{-j\frac{\omega T}{2}}, \quad (28)$$

тогда выражение (21) для коэффициента передачи преобразователя частоты примет вид:

$$k_{ПЧ}^{(\ominus)}(\beta) \approx \frac{\sqrt{2}}{\pi \sqrt{1+(\frac{\beta\pi}{2})^2}}. \quad (29)$$

График отношения $k_{ПЧ}^{(\ominus)}(\beta)$ к $k_{ПЧ}^{(II)}$ приведен на рис. 7.

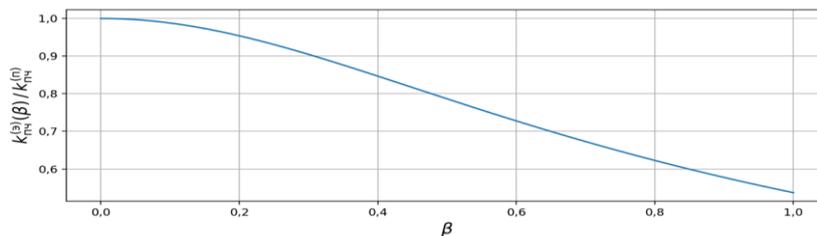


Рис. 7. Отношение коэффициента передачи преобразователя частоты $k_{ПЧ}^{(\ominus)}(\beta)$ (импульсы с экспоненциально сглаженными фронтами) к $k_{ПЧ}^{(II)}$ (прямоугольные импульсы)

Значительное ухудшение $k_{ПЧ}^{(\ominus)}(\beta)$ с ростом β объясняется тем, что высота импульсов уменьшается с ростом постоянной времени сглаживания.

Заключение. В работе предложена простая математическая модель квадратурного стробоскопического преобразователя частоты. При ограничениях, соответствующих нормальному режиму работы преобразователя частоты, получено выражение для его коэффициента передачи.

Полученное значение коэффициента передачи преобразователя (23) меньше значения, которое приводится в других источниках, ровно в 2 раза и может рассматриваться как нижняя граница значений, которые могут наблюдаться на практике.

Показано, что выражение (21) может быть использовано для исследования влияния конечного времени переключения ключа на коэффициент передачи преобразователя частоты. Проведено исследование двух моделей искажений формы стробирующих импульсов (трапецеидальные импульсы и импульсы с экспоненциально сглаженными фронтами). Получены зависимости ухудшения коэффициента передачи преобразователя частоты от параметров этих моделей.

Приведенные результаты могут быть полезны для анализа работы квадратурного стробоскопического преобразователя частоты (детектора Тейло) с точки зрения теории сигналов.

Предложенная математическая модель квадратурного стробоскопического преобразователя частоты может быть дополнительно усложнена для исследования влияния других факторов на характеристики преобразователя [20]. Среди факторов, влияние которых может быть учтено, следует отметить кратковременную нестабильность (джиттер) периода стробирующих импульсов и неидентичность характеристик квадратурных каналов.

Таким образом, возможно использование полученных результатов для проектирования радиоприемных устройств.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Travis F. Collins, Robin Getz, Di Pu, Alexander M. Wyglinski.* Software-Defined Radio for Engineers. – Artech House, 2018. – ISBN: 978-1-63081-457-1.
2. *Gerald Youngblood.* A Software-Defined Radio for the Masses. Part 1. – Свободный режим доступа: <https://www.arl.org/files/file/Technology/tis/info/pdf/020708qex013.pdf> (дата обращения: 25.03.2024).
3. *Цветков Ф.А., Терешков В.В.* Программно-конфигурируемые радиоустройства: принципы построения и алгоритмы обработки сигналов: учеб. пособие. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2020. – 163 с.
4. *Поляков В.Т.* Радиолюбителям о технике прямого преобразования. – М.: Патриот, 1990. – 264 с.
5. *Hans Summers.* Modern QRP Rigs and the Development of the QCX CW Transceiver Kit. – Свободный режим доступа: <https://www.qrp-labs.com/images/news/dayton2018/fdim2018.pdf> (дата обращения: 25.03.2024).
6. *Руднев Д.* Проект «Селенит». – Свободный режим доступа: <https://habr.com/ru/companies/tuvds/articles/771652/> (дата обращения: 25.03.2024).
7. *AYN/DC:* CW QRP трансивер прямого преобразования. – Свободный режим доступа: <https://eah.me/ayn-dc-transceiver/> (дата обращения: 25.03.2024).
8. Квадратурный сэмплирующий детектор по схеме Тейло. – Свободный режим доступа: <https://eah.me/tayloe-detector/> (дата обращения: 25.03.2024).
9. *Dan Tayloe.* Ultra Low Noise, High Performance, Zero IF Quadrature Product Detector and Preamplifier. – Свободный режим доступа: https://www.norcalqrp.org/files/Tayloe_mixer_x3a.pdf (дата обращения: 25.03.2024).
10. *Zenaneh Ashebir Kebede.* Low frequency Quadrature detector design, simulation and implementation for use in underground communication implementation for use in underground communication. – Свободный режим доступа: <https://researchrepository.wvu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1222&context=etd> (дата обращения: 25.03.2024).
11. *Michiel Soer.* Analysis and comparison of switch-based frequency converters. – Свободный режим доступа: https://essay.utwente.nl/58276/1/scriptie_Soer.pdf (дата обращения: 25.03.2024).
12. *Федосов Д.В.* Анализ стробоскопического преобразователя частоты // Вестник Омского университета. – 1996. – Вып. 2. – С. 36-38.
13. *Дингес С., Кочемасов В.* СВЧ-преобразователи частоты. Ч. 2. Классификация преобразователей по принципу функционирования // Компоненты и технологии. – 2018. – № 5 (202). – С. 12-21.
14. *Федосов В.П.* Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2017. – 282 с.
15. *Марьев А.А.* Методы и устройства цифровой обработки сигналов: учеб. пособие. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2020. – 134 с.
16. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки "Радиотехника". – 5-е изд., испр. – М.: Дрофа, 2006. – 719 с.

17. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов по специальности "Радиотехника". – 5-е изд., стер. – М.: Высшая школа, 2005 (ГУП Смол. обл. тип. им. В.И. Смирнова). – 462 с.
18. Угрюмов Е.П. Цифровая схемотехника: учеб. пособие для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 816 с.
19. Дэвид М. Харрис, Сара Л. Харрис. Цифровая схемотехника и архитектура компьютера: пер. с англ. Imagination Technologies. – М.: ДМК Пресс, 2018. – 792 с.
20. Schenk Tim. RF imperfections in high-rate wireless systems: Impact and digital compensation. – 2008. – 10.1007/978-1-4020-6903-1.

REFERENCES

1. Travis F. Collins, Robin Getz, Di Pu, Alexander M. Wyglinski. Software-Defined Radio for Engineers. Artech House, 2018. ISBN: 978-1-63081-457-1.
2. Gerald Youngblood. A Software-Defined Radio for the Masses. Part 1. Available at: <https://www.arll.org/files/file/Technology/tis/info/pdf/020708qex013.pdf> (accessed 25 March 2024).
3. Tsvetkov F.A., Tereshkov V.V. Programmno-konfiguriruyemye radioustroystva: printsipy postroeniya i algoritmy obrabotki signalov: ucheb. posobie [Software-defined radio devices: design principles and signal processing algorithms: tutorial]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2020, 163 p.
4. Polyakov V.T. Radiolyubitelyam o tekhnike pryamogo preobrazovaniya [Radio amateurs about direct conversion technology]. Moscow: Patriot, 1990, 264 p.
5. Hans Summers. Modern QRP Rigs and the Development of the QCX CW Transceiver Kit. Available at: <https://www.qrp-labs.com/images/news/dayton2018/fdim2018.pdf> (accessed 25 March 2024).
6. Rudnev D. Proekt «Selenit» [Project "Selenite"]. Available at: <https://habr.com/ru/companies/ruvds/articles/771652/> (accessed 25 March 2024).
7. AYN/DC: CW QRP transiver pryamogo preobrazovaniya [AYN/DC: CW QRP direct conversion transceiver]. Available at: <https://eax.me/ayn-dc-transceiver/> (accessed 25 March 2024).
8. Kvadraturnyy sempliruyushchiy detektor po skheme Teylo [Quadrature sampling detector based on the Taylo scheme]. Available at: <https://eax.me/tayloe-detector/> (accessed 25 March 2024).
9. Dan Tayloe. Ultra Low Noise, High Performance, Zero IF Quadrature Product Detector and Preamplifier. Available at: https://www.norcalqrp.org/files/Tayloe_mixer_x3a.pdf (accessed 25 March 2024).
10. Zenaneh Ashebir Kebede. Low frequency Quadrature detector design, simulation and implementation for use in underground communication implementation for use in underground communication. Available at: <https://researchrepository.wvu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1222&context=etd> (accessed 25 March 2024).
11. Michiel Soer. Analysis and comparison of switch-based frequency converters. – Available at: https://essay.utwente.nl/58276/1/scriptie_Soer.pdf (accessed 25 March 2024).
12. Fedosov D.V. Analiz stroboskopicheskogo preobrazovatelya chastoty [Analysis of a stroboscopic frequency converter], *Vestnik Omskogo universiteta* [Bulletin of Omsk University], 1996, Issue 2, pp. 36-38.
13. Dinges S., Kochemasov V. SVCh-preobrazovatelya chastoty. Ch. 2. Klassifikatsiya preobrazovatelye po printsipu funktsionirovaniya [Microwave frequency converters. Part 2. Classification of converters according to the principle of operation], *Komponenty i tekhnologii* [Components and Technologies], 2018, No. 5 (202), pp. 12-21.
14. Fedosov V.P. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie [Radio engineering circuits and signals: textbook]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2017, 282 p.
15. Mar'ev A.A. Metody i ustroystva tsifrovoy obrabotki signalov: ucheb. posobie [Methods and devices of digital signal processing: textbook]. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2020, 134 p.
16. Gonorovskiy I.S. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie dlya studentov vuzov, obuchayushchikhsya po napravleniyu podgotovki "Radiotekhnika" [Radio engineering circuits and signals: a textbook for university students studying in the field of training "Radio engineering"]. 5th ed. Moscow: Drofa, 2006, 719 p.
17. Baskakov S.I. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. dlya vuzov po spetsial'nosti "Radiotekhnika" [Radio engineering circuits and signals: a textbook for universities specializing in "Radio engineering"]. 5th ed. Moscow: Vysshaya shkola, 2005 (GUP Smol. obl. tip. im. V.I. Smirnova), 462 p.
18. Ugryumov E.P. Tsifrovaya skhemotekhnika: ucheb. posobie dlya vuzov [Digital circuitry: a textbook for universities]. 3rd ed. Saint Petersburg: BKhV-Peterburg, 2010, 816 p.

19. Devid M. Kharris, Sara L. Kharris. Tsifrovaya skhemotekhnika i arkhitektura komp'yutera: per. s angl. Imagination Technologies [Digital circuitry and computer architecture: trans. from English Imagination Technologies]. Moscow: DMK Press, 2018, 792 p.
20. Schenk Tim. RF imperfections in high-rate wireless systems: Impact and digital compensation, 2008. 10.1007/978-1-4020-6903-1.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор И.И. Турулин.

Марьев Александр Александрович – Южный федеральный университет; e-mail: aamarev@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: +78634371632; кафедра теоретических основ радиотехники; доцент.

Maryev Alexander Alexandrovich – Southern Federal University; e-mail: aamarev@sfedu.ru; Taganrog, Russia; phone: +78634371632; the Department of Fundamentals of Radio Engineering; associate professor.

УДК 621.315.611

DOI 10.18522/2311-3103-2024-3-207-219

Н.К. Полуянович, О.В. Качелаев, М.Н. Дубяго, С.Б. Мальков

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ С АТИПИЧНЫМ ХАРАКТЕРОМ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ

Рассматривается создание интеллектуального устройства прогнозирования энергопотребления для потребителей с атипичным характером электропотребления, в зависимости от требуемой точности прогноза, учитывающее кроме целевых параметров электросети (P , Q) технологические процессы предприятий, воздействующие факторы: социально-экономические (час суток; день недели; порядковый номер дня в году; признак праздника или массовых событий d); метеорологические: (ветро-холодовой индекс). Модель относится к интеллектуальным устройствам для адаптивного прогнозирования режимов энергопотребления электросети на основе многослойной нейронной сети. Статья посвящена выбору оптимальной архитектуры нейросети (НС) и метода ее обучения, обеспечивающих прогнозирование с наименьшей погрешностью. Синтезирована и протестирована многофакторная модель электропотребления на основе многослойной НС. В рамках проведенного исследования построена НС модель, описывающая архитектуру киберфизической системы (КФС) прогнозирования электропотребления. Установлено, что для каждого потребителя по причине значительных различий в характере энергопотребления необходимо экспериментальным путем и подбирать параметры сети, с целью достижения минимальной погрешности прогнозирования. Показано, что при атипичном электропотреблении т.е. не повторяющемся за периоды времени (час, день, неделя и т.д.) методы искусственного интеллекта и глубокого машинного обучения являются эффективным инструментом решения слабо формализуемых или не формализуемых задач. Разработанная модель имеет приемлемую точность (отклонение MSE до 15%). Для повышения точности прогноза необходимо проводить регулярное уточнение модели и её настройку на фактическую ситуацию, учитывать новые аддитивные факторы, оказывающие влияние на кривую электропотребления. Возможность использования данного устройства в системах технологического управления региональными сетевыми компаниями, составляющего основу иерархической автоматизированной информационно измерительной системы контроля и учета электроэнергии, за счет учета и прогнозирования активной и реактивной мощности электропотребителей.

Кибер-физическая система; нейронная сеть; атипичный характер электропотребления; надежность систем энергоснабжения.

N.K. Poluyanovich, O.V. Kachelaev, M.N. Dubyago, S.B. Malkov

OPTIMIZATION OF THE STRUCTURE OF THE ENERGY CONSUMPTION FORECASTING SYSTEM WITH ATYPICAL ENERGY CONSUMPTION PATTERNS

The creation of an intelligent energy consumption forecasting device for consumers with atypical energy consumption is considered, depending on the required forecast accuracy, taking into account, in addition to the target parameters of the power grid (P , Q), technological processes of enterprises, influencing factors: socio-economic (hour of the day; day of the week; ordinal number of the day in the year; sign of a holiday or mass events d); meteorological: (wind-cold index). The model refers to intelligent