

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА TELECOMMUNICATION AND RADIO ENGINEERING

Научная статья
УДК 621.371.25; 550.388.2
<https://doi.org/10.25686/2306-2819.2022.2.6>

Алгоритм CORDIC в методе прямого цифрового синтеза LFMCW-сигнала ионозонда диапазона 2–30 МГц

Д. В. Иванов, В. А. Иванов[✉], Н. В. Рябова, В. В. Овчинников, О. В. Михадарова

Поволжский государственный технологический университет,
Российская Федерация, 424000, Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3
IvanovVA@volgatech.net[✉]

Аннотация. В работе исследуются возможности алгоритма CORDIC для цифрового синтеза сложных LFMCW зондирующих радиосигналов в диапазоне 2 – 30 МГц. Представлен развитый алгоритм DDS изменяющейся фазы зондирующего LFMCW-сигнала и её функционального преобразования. Для решения задачи реализации устройства SDR ионозонда на ПЛИС проведены исследования по реализации алгоритма синтеза зондирующего LFMCW-сигнала, направленного на уменьшение объёма (сжатие) таблицы и повышения уровня SFDR. Проведено цифровое моделирование синтеза гармонического радиосигнала и сложного зондирующего радиосигнала на основе итерационного алгоритма CORDIC. Исследована возможность использования развитых алгоритмов синтеза сложных зондирующих сигналов типа LFMCW, LFMICW на разных рабочих частотах из диапазона 2 – 30 МГц в физической модели макета будущего компактного устройства. Представлены результаты вычисления отсчётов составляющей сложного зондирующего LFMCW-сигнала для синфазного канала с использованием алгоритма CORDIC при разном количестве итераций алгоритма. В численных экспериментах установлено, что при числе итераций алгоритма более 7 внеполосный уровень излучения в спектре сложного зондирующего LFMCW-сигнала не превышает величины SFDR > 20 дБ.

Ключевые слова: ионозонд; метод прямого цифрового синтеза; алгоритм CORDIC; SDR

Финансирование: работа выполнена при поддержке гранта РФФИ, проект № 20-07-00268.

Введение. Современные системы радиосвязи и радиолокации требуют полностью цифровых приёмопередатчиков, состоящих только из антенны и программируемой схемы с цифровыми DUC (digital up converter) и DDC (digital down converter) преобразователями, реализуемыми по технологии программно-

определяемого радио – SDR [1–4]. При этом сложность и объём вычислений постоянно возрастают по мере роста требований к работе в реальном времени, точности и адаптивности системы и повышения сложности прикладных задач. Для задач цифрового синтеза и обработки сигналов в таких системах важным является

© Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Овчинников В. В., Михадарова О. В., 2022.

Для цитирования: Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Овчинников В. В., Михадарова О. В. Алгоритм CORDIC в методе прямого цифрового синтеза LFMCW-сигнала ионозонда диапазона 2–30 МГц // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2022. № 2 (54). С. 6-20. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2022.2.6>

создание специализированного процессора, реализующего энергоэффективные алгоритмы вычисления гармонических функций времени. Наиболее распространённым подходом решения данной задачи является метод прямого цифрового синтеза частот (ПЦС, или DDS – direct digital synthesis – DDS) [5–8], когда устройство представляет собой специализированный процессор, позволяющий с высокой скоростью вычислять значения фазы $\varphi(t)$ сигнала и ставить им в соответствие значения амплитуды функции $\sin(\varphi(t))$.

Важнейшими требованиями к современным встраиваемым вычислителям, реализуемым на ПЛИС, являются низкое энергопотребление, возможность проведения быстрых вычислений, сокращение объёма используемой памяти ROM, ограничение количества и упрощение выполняемых операций [9–10]. В зависимости от используемого алгоритма функционального преобразования значений фазы $\varphi(t)$ сигнала в отсчёты синтезируемой гармонической функции времени ресурсы системы (как вычислительные, так и аппаратные) расходуются по-разному [9–11]. Самым распространённым, но не самым эффективным, с точки зрения аппаратных затрат, является функциональный преобразователь на основе прямого табличного метода, когда все значения реализуемой функции хранятся в таблице. Данный алгоритм предполагает использование памяти ROM, а повышение точности генерации сигнала требует увеличения объёма таблицы значений гармонической функции [9].

Прямой табличный метод является потенциально самым быстродействующим методом, однако его практическое использование ограничивается требованием большого объёма запоминающего устройства. На современном этапе развития SDR-систем наиболее перспективными, с точки зрения получения высокого быстродействия, являются таблично-алгоритмические методы. Проводимые в последнее время в этой области исследования [9, 10, 12] способствовали появлению алгоритмов синтеза

сигнала, позволяющих существенно сократить объём используемой памяти (ROM), уменьшить уровень шумов в синтезируемом сигнале (повысить SFDR) и повысить значения предельных генерируемых частот. В качестве математического обеспечения подобных систем в последнее время всё чаще применяют алгоритмы семейства CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer) [9, 13, 14]. В настоящее время CORDIC характеризуется как мощный инструмент для вычисления таких функций, как гиперболические, тригонометрические, поскольку он крайне нетребователен к аппаратным и вычислительным ресурсам [13–15], т. к. в алгоритме CORDIC выполняются только элементарные сдвиги, сложение и используется всего лишь несколько регистров памяти [9, 14].

Современные приложения на основе CORDIC-алгоритмов позволяют осуществить быстрые (оптимизированные) вычисления гармонических функций при одновременном уменьшении сложности и задержек в аппаратных средствах на основе технологии ПЛИС.

В современных цифровых SDR-ионозондах ПГТУ используются квадратурные методы DUC и DDC преобразователей. Гармонические РЧ-сигналы подставки синтезируются методом DDS с использованием табличного функционального преобразователя. Однако сложилась задача исследования алгоритма CORDIC в части его применения в устройстве цифрового ионозонда для синтеза сложных зондирующих радиосигналов для реализации синтезатора на ПЛИС с малыми масштабными показателями и малым энергопотреблением.

Цель работы – исследовать возможности алгоритма CORDIC для цифрового синтеза сложных LFMCW зондирующих радиосигналов в диапазоне 2 – 30 МГц.

Развитие алгоритма DDS изменяющейся фазы зондирующего LFMCW-сигнала и её функционального преобразования. В SDR-ионозондах используются квадратурные методы преобразований

радиосигналов. Для этого реализуются два квадратурных канала: синфазный (Re: I, Inphase) для действительной части, и квадратурный (Im: Q, Quadrature) – для мнимой составляющей синтезируемого комплексного сигнала. Для этого в передающем терминале SDR-ионозонда разработаны алгоритм и программный блок, генерирующий комплексную огибающую модулирующего (MF) сигнала в цифровом виде на персональном компьютере. В качестве MF-сигнала синтезируется комплексный сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ или LFMCW), состоящий из синфазной и квадратурной компонент. Сигнал формируется на нулевой несущей частоте в основной полосе $[-f; +f]$ методом прямого цифрового синтеза (DDS) с использованием таблицы значений. Перенос его на радиочастоту (RF) в передатчике и обратно в приёмнике осуществляется платформой USRP. Для этого в неё интегрированы ПЛИС, на которых реализованы программные модули квадратурных повышающего цифрового преобразователя (DUC) и понижающего цифрового преобразователя (DDC). DUC используется для синтеза действительного излучаемого в эфир RF-сигнала. В приёмном терминале SDR-ионозонда сигнал с помощью DDC трансформируется в комплексную форму и переносится в область модулирующих частот – MF [1, 2, 4].

Квадратурные компоненты синтезируемого сигнала имеют вид:

$$\text{Re} = \cos(\bar{\omega}_k t + \frac{\dot{\omega}}{2} t^2) \text{ и } \text{Im} = \sin(\bar{\omega}_k t + \frac{\dot{\omega}}{2} t^2), \quad (1)$$

где $\bar{\omega}_k$ – начальное значение частоты синтезируемого сигнала, $\dot{\omega}$ – скорость перестройки частоты LFMCW.

В комплексной форме сигнал записывается следующим выражением:

$$v_T(t) = \exp(j(\bar{\omega}_k t + \frac{\dot{\omega}}{2} t^2)). \quad (2)$$

Задача синтеза LFMCW как функции времени на первом шаге заключалась в

вычислении зависимости фазы от времени. В нашем случае фаза являлась квадратичной функцией t . При численных расчётах время задавалось дискретно $t_1, t_2, t_3 \dots t_n \dots$ с шагом T_{clk} . При этом T_{clk} являлся периодом коротких импульсов с частотой f_{clk} , которая называется частотой синхронизации, или тактовой $f_{clk} = 1/T_{clk}$. Таким образом, T_{clk} задаёт масштаб шкалы времени для вычисляемых функций фазы и косинуса, тогда произвольный отсчёт функций $\phi(t)$ и $v_T(t)$ произойдет в момент времени:

$$t_n = nT_{clk}. \quad (3)$$

Принимая это во внимание, для синтезируемых функций будем иметь следующие выражения:

$$\text{Re} = \cos(\phi[nT_{clk}]) \text{ и } \text{Im} = \sin(\phi[nT_{clk}]). \quad (4)$$

Для фазы получим:

$$\phi[n] = (\bar{\omega}_k + \frac{\dot{\omega}}{2} nT_{clk}) nT_{clk}. \quad (5)$$

Для синтеза по заданному аргументу самой функции в устройстве используется функциональный преобразователь:

$$\begin{aligned} \phi(t) &\rightarrow \text{Re} = \cos(\phi(t)) \text{ и} \\ \phi(t) &\rightarrow \text{Im} = \sin(\phi(t)). \end{aligned} \quad (6)$$

Преобразователь построен по принципу табличного способа задания функции [8].

Синтез сигнала осуществляется параллельно для двух квадратурных каналов, для которых в памяти устройства хранятся две таблицы значений одного периода колебаний функций $\sin \phi(t)$ и $\cos \phi(t)$ (рис. 1).

В соответствии с заданной частотой дискретизации, скоростью перестройки частоты и начальной частотой LFMCW сигнала вычисляются фазовые значения синтезируемых функций. На рис. 2 представлен пример последовательности вычисленных значений фазовой функции, выраженной в радианах.

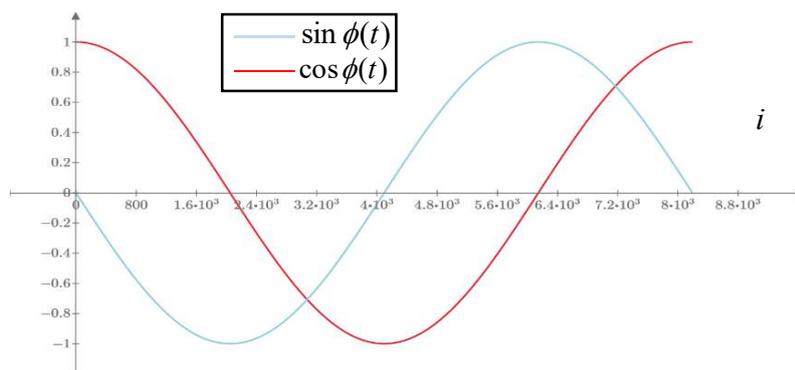


Рис. 1. Табличные значения функций $\sin \phi(t)$ и $\cos \phi(t)$

Fig. 1. Table values of $\sin \phi(t)$ and $\cos \phi(t)$ functions

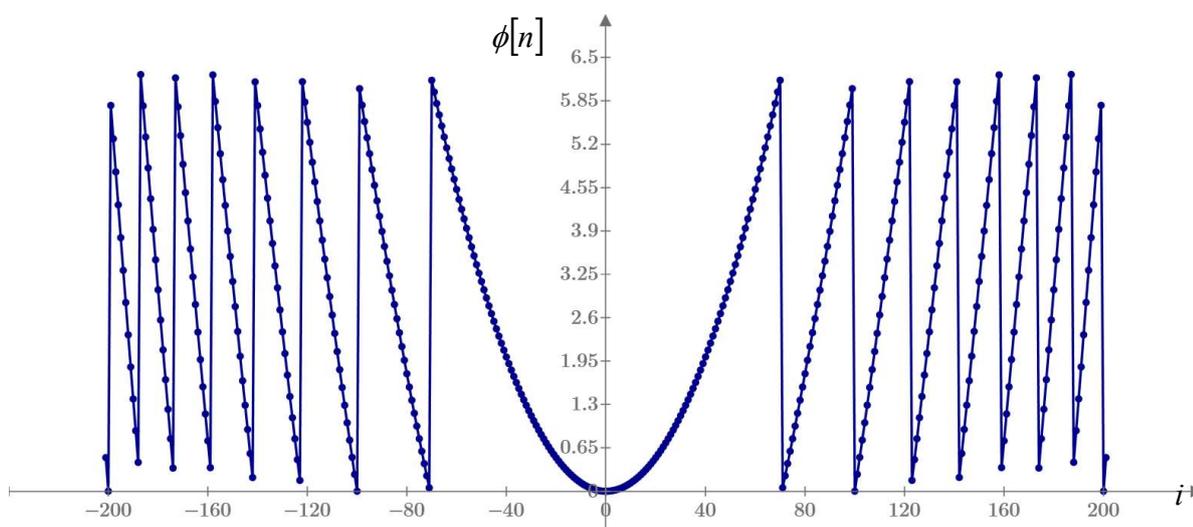


Рис. 2. Пример последовательности вычисленных значений фазовой функции

Fig. 2. An example of a sequence of calculated values of the phase function

Алгоритм функционального преобразования сопоставляет каждый отсчёт фазовой функции с соответствующими значениями амплитуды синтезируемых функций $\text{Re}=\cos(\phi[n])$ и $\text{Im}=\sin(\phi[n])$. Далее эти цифровые отсчёты с помощью DUC переносятся на несущую частоту, затем формируются отсчёты суммарного сигнала, которые ЦАП трансформирует в аналоговые отсчёты амплитуды этой функции.

На рис. 3 представлены синтезированные функции сигнала для двух квадратурных каналов.

Функциональный преобразователь, как правило, является самым сложным,

энергоёмким и ограничивающим скорость синтеза устройством. При этом объём ПЗУ – N создаёт основные ограничения возможностей функционального преобразователя на базе таблицы. Очевидно, что при реализации устройства на ПЛИС такой подход является менее предпочтительным, поэтому нами были проведены исследования по реализации алгоритма синтеза зондирующего LFMCW-сигнала, направленного на уменьшение объёма (сжатие) таблицы и уменьшение уровня паразитных гармоник SFDR. Для этого в работе исследовался итерационный алгоритм CORDIC [9, 13–18].

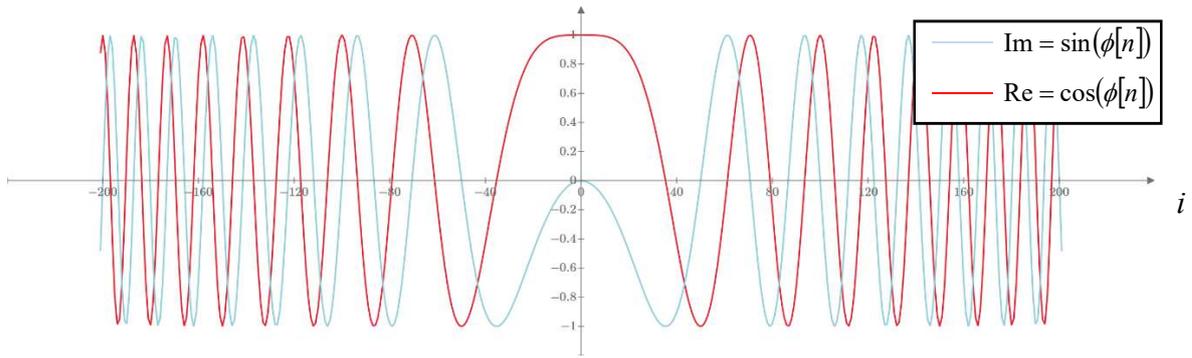


Рис. 3. Синтезированные функции сигнала для двух квадратурных каналов
 Fig. 3. Synthesized signal functions for two quadrature channels

Цифровое моделирование синтеза гармонического радиосигнала на основе итерационного алгоритма CORDIC. Алгоритм CORDIC работает по принципу вращения вектора и основан на том, что поворот вектора в евклидовом пространстве зависит от синуса и косинуса угла поворота.

Обычно в алгоритме CORDIC выделяется два режима работы: «поворот» (rotation) и «вектор» (vectoring) [9, 14, 17].

В режиме «поворот» исходный вектор с координатами (1,0) поворачивается на угол θ , образуя вектор с координатами $(\cos \theta; \sin \theta)$. В режиме «вектор» CORDIC-процессор вычисляет длину вектора и угол положения вектора, выходящего из начала координат. Исходный вектор с координатами (1,y) поворачивается до получения координат (1,0), а угол поворота определяется как $\theta = \text{arctg} \frac{y}{1}$.

Однако поворот вектора на произвольный угол требует знания значений синуса и косинуса этого угла. Для упрощения процедуры определения синуса и косинуса заданного угла используется два подхода [9, 16]: вместо обычного поворота используется так называемый «псевдоповорот», вычисление которого менее затратное; вместо единичного поворота вектора на требуемый угол θ выполняется итерационный процесс, в результате которого вектор поворачивается на специальные углы θ_i , так что $\theta \approx \theta_1 + \theta_2 + \dots + \theta_N$ при условии $\lim_{i \rightarrow \infty} \theta_i = 0$.

Рассмотрим это более подробно.

При повороте произвольного вектора $\vec{e} = (x_0, y_0)$ с координатами $x_0 = \cos \phi$ и $y_0 = \sin \phi$ на угол θ_i угол с осью абсцисс станет равным $\phi + \theta_i$.

Тогда получим вектор с координатами:

$$\begin{cases} x_i = \cos(\phi + \theta_i) = x_0 \cos \theta_i - y_0 \sin \theta_i \\ = \cos \theta_i (x_0 - y_0 \text{tg} \theta_i) \\ y_i = \sin(\phi + \theta_i) = y_0 \cos \theta_i + x_0 \sin \theta_i \\ = \cos \theta_i (y_0 + x_0 \text{tg} \theta_i). \end{cases} \quad (7)$$

Аппаратная реализация полученных уравнений требует четырёх умножений, двух сложений / вычитаний и доступа к таблице тригонометрических функций, хранящейся в памяти.

Вектор с координатами $\vec{p}_i = (\bar{x}_i = (x_0 - y_0 \text{tg} \theta_i); \bar{y}_i = (y_0 + x_0 \text{tg} \theta_i))$ имеет длину, равную $|\vec{p}_i| = M_i = \sqrt{1 + \text{tg}^2 \theta_i}$, отличающуюся от единицы. Так как микроповороты не идеальны, в результате каждого поворота длина вектора увеличивается, поэтому основной недостаток алгоритма – это линейная деформация (удлинение) вектора [9, 16].

Очевидно, что $\cos \theta_i = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \theta_i}} = \frac{1}{M_i} = k_i$ – чётная функция, не влияющая на направление поворота, является сходящейся, полученный параметр k_i называется коэффициентом масштабирования i -й итерации.

Поворот вектора \vec{p}_i (т. е. без учёта деформации) будет эквивалентен «псевдоповороту» исходного вектора (рис. 4). «Псевдоповорот» образует вектор с тем же углом, что и повернутый вектор, но с другой длиной.

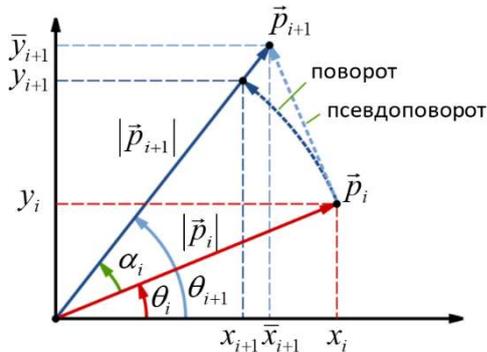


Рис. 4. «Псевдоповорот» вектора
Fig. 4. "Pseudo-rotation" of the vector

В такой форме функциональное преобразование требует выполнения затратной процедуры умножения, поэтому набор фиксированных углов поворота определяется исходя из условия [9]:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \theta_i &= 2^{-i} \text{ или} \\ \cos \theta_i &= \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2i}}} = \frac{1}{M_i} = k_i. \end{aligned} \quad (8)$$

Применение условия (8) превращает операцию умножения в простую операцию битового сдвига. Такое функциональное преобразование для двоичной системы счисления осуществляется с использованием формул [9]:

$$\bar{x}_{i+1} = x_i - y_i \cdot \sigma_i \cdot 2^{-i}, \quad (9)$$

$$\bar{y}_{i+1} = y_i + x_i \cdot \sigma_i \cdot 2^{-i}, \quad (10)$$

$$\theta_{i+1} = \theta_i - \sigma_i \cdot \operatorname{arctg}(2^{-i}), \quad (11)$$

$$\sigma_i = \operatorname{sign}[\theta_i]. \quad (12)$$

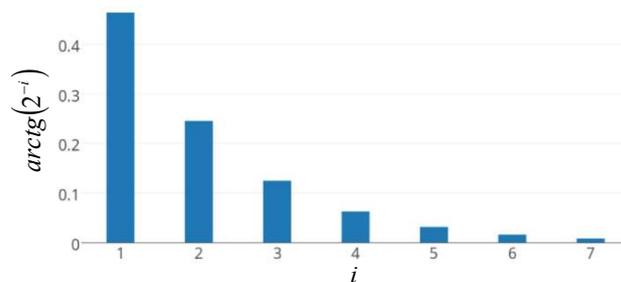


Рис. 5. Сходимость угла поворота вектора с увеличением номера итерации
Fig. 5. Convergence of the angle of rotation of the vector with an increase in the iteration number

Отметим, что с увеличением номера итерации i функция $\operatorname{arctg}(2^{-i})$ убывает (рис. 5):

$$\operatorname{arctg}(2^{-i}) \geq \frac{1}{2} \operatorname{arctg}(2^{-(i+1)}). \quad (13)$$

Эта величина определяет сходимость значения угла в любом из режимов. Если значение угла не сходится в конкретном случае, итерационный процесс будет продолжаться до выполнения критерия сходимости.

После выполнения n итераций общий коэффициент масштабирования равен произведению коэффициентов для каждого шага [9, 14]:

$$K = \prod_{i=0}^n k_i \rightarrow 0,607252935\dots \quad (14)$$

Вычисление масштабного коэффициента и его компенсация увеличивают вычислительные издержки и аппаратные средства в зависимости от системы счисления, используемой в арифметике CORDIC.

Модуль вектора \vec{p}_i можно разложить в ряд Тейлора:

$$\begin{aligned} M_i &= \frac{1}{k_i} = \sqrt{1+2^{-2i}} = \\ &= 1 + \frac{1}{2} \cdot 2^{-2i} - \frac{1}{8} (2^{-2i})^2 + \frac{1}{16} (2^{-2i})^3 - \dots = \\ &= 1 + 2^{-2i-1} - 2^{-4i-3} + 2^{-6i-4} - \dots \end{aligned} \quad (15)$$

Формула (9) позволяет оценить его величину для различных итераций при его заданной точности, определяемой значением $i = N$.

Рассмотрим процесс получения координат вектора $\vec{v}_0 = (1; 0)$ при повороте на угол $\Delta\varphi = z_0 = 35^\circ$. Учтём, что унифицированный алгоритм CORDIC использует три регистра – x , y для координат, z для угла [15]. Из операций задействуются только сложения и сдвиги (вместо деления/умножения). При работе начальные значения загружаются через мультиплексоры в регистры x , y и z . Затем в каждом из следующих n циклов синхронизации значения из регистров передаются через сдвиги и сумматоры-вычитатели, а результаты помещаются обратно в регистры. Операция нормализации вектора на масштабирующий коэффициент K осуществляется в самом конце по завершении всех итераций. В оригинальном исполнении алгоритма CORDIC-процессор производит вычисления в формате с фиксированной точкой [15, 16]. Результаты вычислений отображаются в регистрах результатов, располагаемых в пространстве памяти ПЛИС.

На первой итерации (рис. 6) при $i=0$ и $\sigma_0 = +1$:

$$\begin{aligned} x_1 &= x_0 - y_0 \cdot \sigma_0 \cdot 2^{-0} = 1 - 0 \cdot (+1) \cdot 1 = 1; \\ y_1 &= y_0 + x_0 \cdot \sigma_0 \cdot 2^{-0} = 0 + 1 \cdot (+1) \cdot 1 = 1; \\ z_1 &= z_0 - \sigma_0 \cdot \arctg(2^{-0}) = \\ &= 35 - (+1) \cdot 45 = -10. \end{aligned} \quad (16)$$

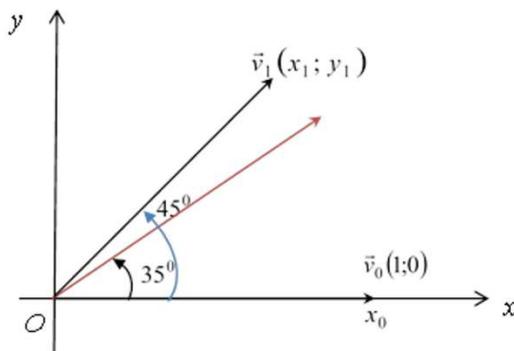


Рис. 6. Поворот вектора на первой итерации
Fig. 6. Vector rotation at the first iteration

На второй итерации (рис. 7) при $i=1$ и $\sigma_0 = -1$:

$$\begin{aligned} x_2 &= x_1 - y_1 \cdot \sigma_1 \cdot 2^{-1} = 1 - 1 \cdot (-1) \cdot \frac{1}{2} = 1,5; \\ y_2 &= y_1 + x_1 \cdot \sigma_1 \cdot 2^{-1} = 0 + 1 \cdot (-1) \cdot \frac{1}{2} = 0,5; \\ z_2 &= z_1 - \sigma_1 \cdot \arctg(2^{-1}) = \\ &= -10 - (-1) \cdot 26,565 = 16,565. \end{aligned} \quad (17)$$

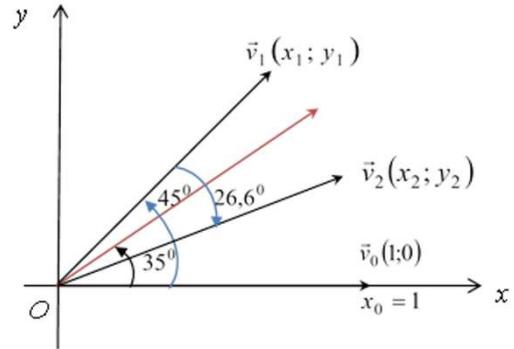


Рис. 7. Поворот вектора на второй итерации
Fig. 7. Vector rotation at the second iteration

В режиме поворота входной угол θ_i будет разложен с использованием конечного числа элементарных углов:

$$\theta = \sum_{i=1}^N \theta_i = \sigma_0 \alpha_0 + \sigma_1 \alpha_1 + \dots + \sigma_{N-1} \alpha_{N-1}, \quad (18)$$

где N – количество микроповоротов, α_i – элементарный угол для i -й итерации и $\sigma_0 \alpha_0$ направление i -го микроповорота. Направление вектора на каждой итерации должно быть определено таким образом, чтобы уменьшить величину остаточного угла в сумматоре углов, поэтому направление поворота на каждой итерации определяется с учётом знака остаточного угла, полученного на предыдущем этапе. Координаты вектора, полученные после N итераций, принимают вид

$$\begin{aligned} x_N &= K(x_0 \cos \theta - y_0 \sin \theta), \\ y_N &= K(x_0 \sin \theta + y_0 \cos \theta), \\ \theta_i &\rightarrow 0. \end{aligned} \quad (19)$$

Из расчётов видно, что значения z_i уменьшаются с каждой итерацией. Таким образом, чем больше итераций выполнит алгоритм, тем меньше будет ошибка вычисления. К примеру, на восьмой итерации ошибка вычисления составляет 0,322,

а на двадцатой – $-1,61423 \cdot 10^{-5}$. Результат вычисления координат вектора при $N=20$ без учёта коэффициента деформации представлен на рис. 8.

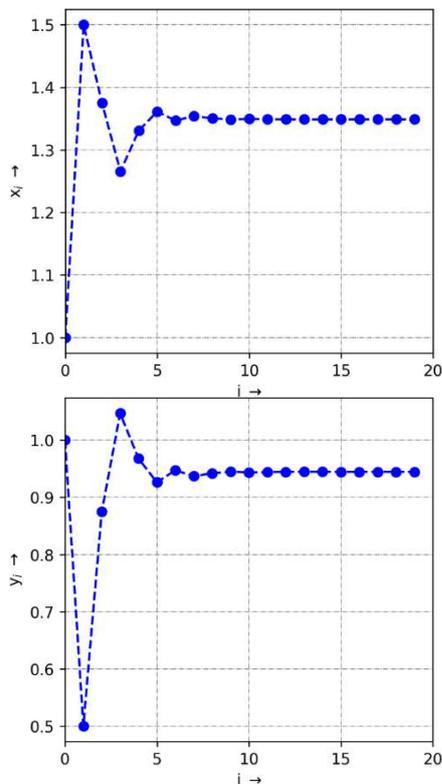


Рис. 8. Результат вычисления координат вектора при $N=20$

Fig. 8. The result of calculating the coordinates of the vector for $N=20$

В режиме «поворот» CORDIC-процессор сходится со скоростью одного двоичного разряда за итерацию [17]. Это означает, что для достижения 16-битной точности требуется 16 итераций. Максимально достижимая точность CORDIC-процессора ограничена количеством бит в «механизме» CORDIC (переключателях и сумматорах, а также таблице, используемой для хранения последовательных углов поворота) и, конечно, во входных и выходных регистрах ПЛИС. Количество итераций будет определять точность вычисления функции, т. е. определять величину SFDR или SNR синтезатора.

Существует два основных источника ошибок (шумов) в алгоритме CORDIC [9]. Эти ошибки вызваны усечением фазы, вследствие конечного числа итераций алго-

ритма. Данная ошибка представляет собой разность между входным (истинным) значением фазы φ и тем, которое было получено в результате n итераций. Её можно оценить с использованием формулы:

$$|\delta| = \left| \varphi - \sum_{i=0}^n \sigma_i \theta_i \right| \leq \theta_{n-1} = \arctg(2^{-n+1}) < 2^{-n+1}. \quad (20)$$

Другая ошибка вызвана округлением из-за конечной битовой длины слова. Эта ошибка носит аддитивный характер и для каждой итерации состоит из двух компонентов: ошибка на предыдущей итерации и новая ошибка, на текущей итерации. Эту ошибку можно оценить с использованием формулы:

$$|f(n)| \leq \sqrt{2} \cdot 2^{-N} \left(1 + \sum_{j=1}^{n-1} \prod_{i=j}^{n-1} k_i \right) = 2^{-N+0,5} \left(1 + \sum_{j=1}^{n-1} \prod_{i=j}^{n-1} k_i \right). \quad (21)$$

Результат вычисления функции \sin с использованием алгоритма CORDIC при $N=4$ и $N=7$ представлен на рис. 9.

Необходимо отметить, что недостатком стандартного алгоритма CORDIC является задержка в вычислениях, поскольку достижение требуемой точности при расчёте координат нового вектора требует выполнения значительного количества итераций [9, 15, 17, 18]. Необходимость учёта коэффициента деформации на первых итерациях требует введения в схему умножителей, что также приводит к аппаратным затратам и существенной задержке в вычислениях. Для уменьшения влияния этих факторов используются модификации алгоритма [9, 18–21], приводящие к уменьшению количества итераций. Ещё одним способом уменьшения негативных эффектов является использование гибридных алгоритмов. Одним из них является комплексирование алгоритма CORDIC, используемого для расчёта узловых точек, с алгоритмом полиномиальной (тейлоровской) аппроксимации, используемой для расчёта значений между ними. Этот алгоритм позволяет получить колебания с уровнем шумов 110–120 дБн [9], что весьма важно при синтезе сигналов для приёмника.

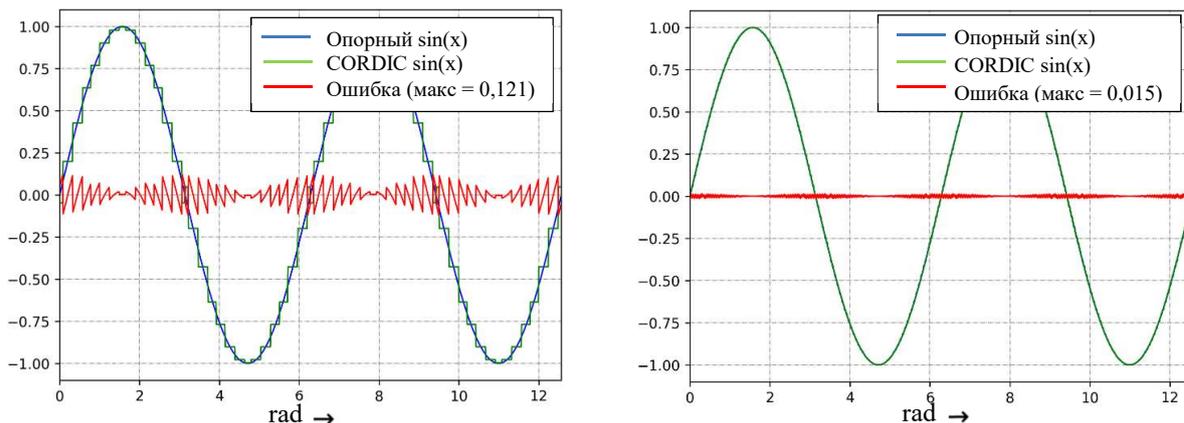


Рис. 9. Результат вычисления функции \sin с использованием алгоритма CORDIC при $N = 4$ и $N = 7$
 Fig. 9. The result of calculating the \sin function using the CORDIC algorithm for $N = 4$ and $N = 7$

Верификация функционального преобразования CORDIC при вычислении сложной LFM CW-функции для SDR-ионозонда. На данном этапе исследовалась возможность использования развитых алгоритмов синтеза сложных зондирующих сигналов типа LFM CW, LFMICW на разных рабочих частотах из диапазона 2 – 30 МГц в физической модели макета будущего компактного устройства. Аппаратурно физическая модель компактного ионозонда реализована на базе универсальной приёмопередающей платформы USRP-210, персонального компьютера (ПК) и программного обеспечения GNU Radio [1, 2, 4]. Основу платформы составляют 14 бит АЦП, работающий на частоте 100 МГц и 16 бит ЦАП, работающий на частоте 400 МГц. Сигнал синтезируется по методу DDS в компьютере в полосе частот baseband (-12,5 МГц ... 12,5 МГц). Перенос сигнала на рабочую частоту и обратно происходит при помощи цифрового преобразователя вверх (DUC) и цифрового преобразователя вниз (DDC). Изменением значения частоты подставки обеспечивается работа устройства в диапазоне 2–30 МГц.

Интерфейс связи с ПК основан на технологии Gigabit Ethernet и позволяет передавать отсчёты комплексной огибающей в 16-битном коде на скорости до 25 MS/s, обеспечивая, таким образом,

baseband значением 25 МГц. В состав ионозонда также входят усилитель мощности LZY-22+, антенна АН-710 и для режима ВЗ специально разработанный антенный переключатель [XX]. Программное обеспечение позволяет реализовывать алгоритмы синтеза [1, 2, 4] и обработки сигнала с применением программных модулей, написанных на языках программирования высокого уровня, таких как C++ и Python.

Алгоритм работы приёмного устройства представлен на рис. 10. Он реализует схему обработки принимаемого LFM CW-сигнала.

На выходе АЦП имеем действительный дискретный LFM CW-сигнал в виде временного ряда, принятый антенной, который поступает на квадратурный преобразователь (цифровой смеситель и гетеродин). В блоке CORDIC LFM CW вычисляются цифровые отсчёты LFM CW-сигнала для осуществления операции сжатия. Результат вычисления отсчётов синфазной составляющей сложного зондирующего LFM CW-сигнала с использованием алгоритма CORDIC при $N = 4$ и $N = 7$ представлен на рис. 11.

Спектры синфазной составляющей сложного зондирующего LFM CW-сигнала, полученного с использованием алгоритма CORDIC при $N = 4$ и $N = 7$, и опорного сигнала представлены на рис. 12.

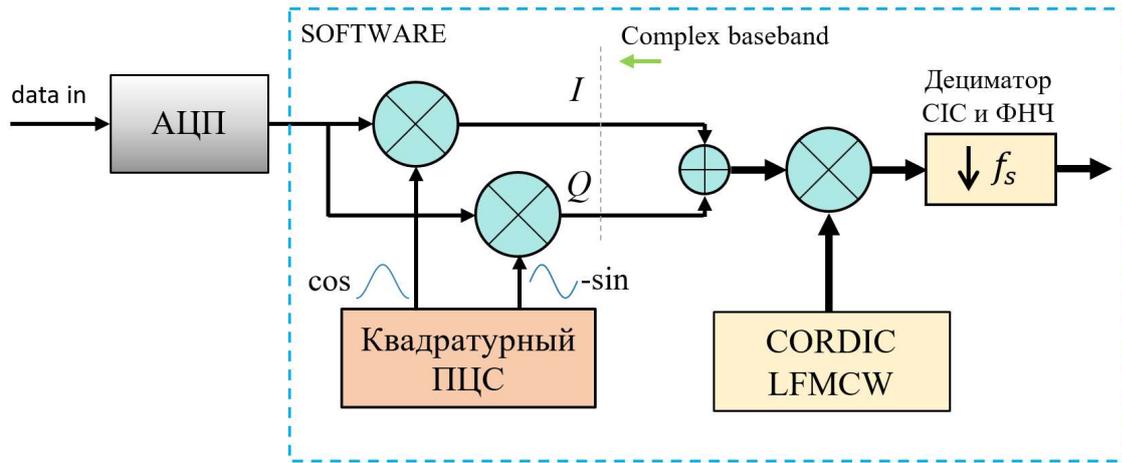


Рис. 10. Упрощённая схема приёмника LFM CW-сигнала
 Fig. 10. Simplified scheme of the LFM CW signal receiver

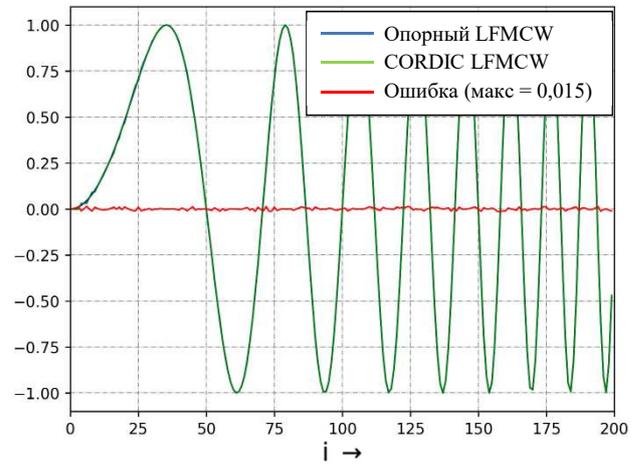
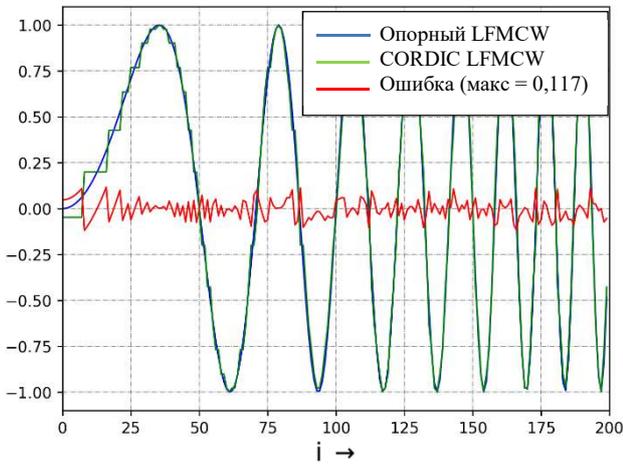


Рис. 11. Результат вычисления сложного зондирующего LFM CW-сигнала с использованием алгоритма CORDIC при $N = 4$ и $N = 7$
 Fig. 11. The result of calculating a complex sounding LFM CW signal using CORDIC algorithm for $N = 4$ and $N = 7$

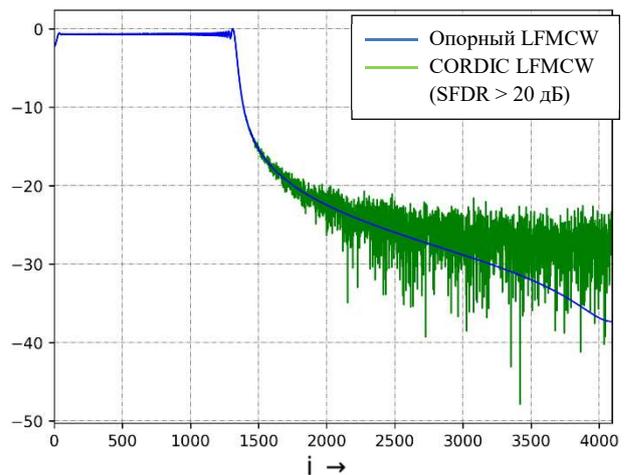
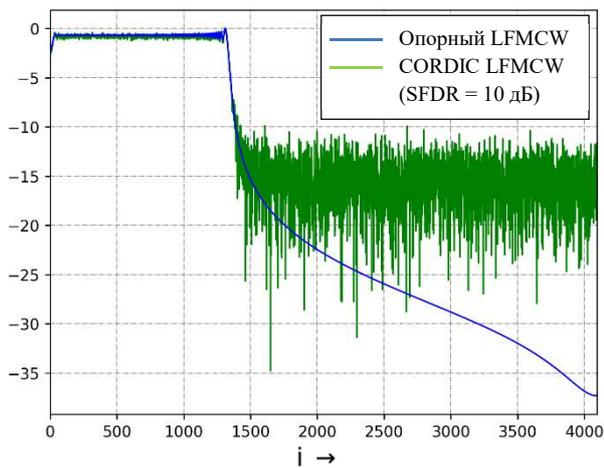


Рис. 12. Спектры синфазной составляющей сложного зондирующего LFM CW-сигнала, полученного с использованием алгоритма CORDIC при $N = 4$ и $N = 7$, и опорного сигнала
 Fig. 12. Spectra of the in-phase component of the complex sounding LFM CW signal synthesized using the CORDIC algorithm for $N = 4$ and $N = 7$, and the reference signal

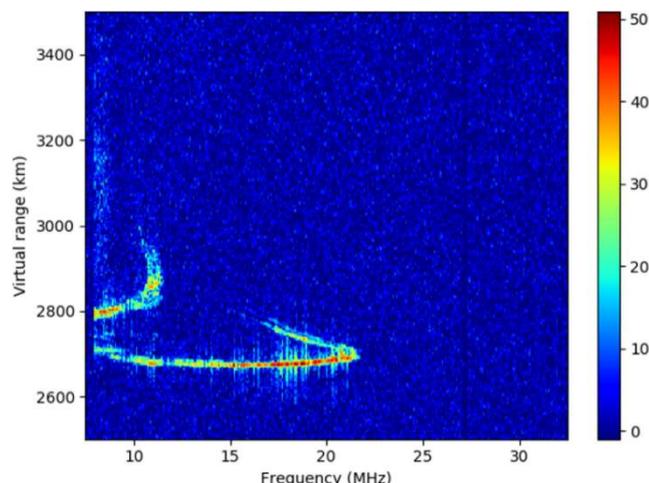


Рис. 13. Ионограмма, полученная при использовании физической модели макета будущего компактного устройства ионозонда с синтезированным развитым алгоритмом CORDIC LFM CW-сигналом
 Fig. 13. Ionogram obtained using a physical model of a prototype of a future compact ionosonde device with a LFM CW signal synthesized by the developed CORDIC algorithm

Из представленных результатов видно, что в первом случае имеем достаточно высокий уровень внеполосного излучения (около 10 дБ). Во втором случае этот уровень понижается до приемлемой величины (менее 20 дБ).

Ионограмма, полученная при использовании физической модели макета будущего компактного устройства, работающего с опорным LFM CW-сигналом при синтезе его на основе развитого для решения поставленной задачи алгоритма CORDIC, представлена на рис. 13.

Отметим высокое качество полученной ионограммы.

Выводы. Развита алгоритм CORDIC для решения задачи компактификации ионозонда с диапазоном рабочих частот 2 – 30 МГц. Установлена возможность использования развитых алгоритмов для синтеза сложных зондирующих сигналов типа LFM CW. Проведённая с использованием физической модели макета будущего компактного устройства ионозонда экспериментальная верификация показала достаточно высокое качество получаемых устройством данных (ионограмм).

Список источников

1. Software-Defined Radio Ionosonde for Diagnostics of Wideband HF Channels with the Use of USRP Platform / Belgibaev R.R., V.A. Ivanov, D.V. Ivanov et al. // 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). Saint-Petersburg, Russia, 2019. P. 1–4.
2. Universal ionosonde for diagnostics of ionospheric HF radio channels and its application in estimation of channel availability / D.V. Ivanov, V.A. Ivanov, N.V. Ryabova et al. // 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018). 2018. Pp. 1-5. DOI: 10.1049/cp.2018.0473.
3. Enabling Virtual Radio Functions on Software Defined Radio for Future Wireless Networks / W. Liu, J.F. Santos, J.v. de Belt et al. // Wireless Pers Commun. 2020. Vol. 113. Pp. 1579–1595. DOI: 10.1007/s11277-020-07245-x
4. Processing Multicarrier Phase Coded Signals with OFDM on the USRP Platform for NVIS Sound-
- ing of HF Radio Channels / N. V. Ryabova, D. V. Ivanov, V. A. Ivanov et al. // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 2020, pp. 1-6, DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166059.
5. Иванов Д. В., Иванов В.А., Чернов А. А. Теоретические основы метода прямого цифрового синтеза радиосигналов для цифровых систем связи // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2012. № 1 (15). С. 3–34.
6. Prakash B., Hariharan K. and Vaithiyanathan V. An Optimized Direct Digital Frequency Synthesizer (DDFS) // Contemporary Engineering Sciences. 2014. Vol. 7, No. 9. Pp. 427 – 433.
7. Vankka J. Digital Synthesizers and Transmitters for Software Radio. Springer, 2005. 359 p.
8. Heo J., Jung Y., Lee S., Jung Y. FPGA Implementation of an Efficient FFT Processor for FMCW

Radar Signal Processing // Sensors. 2021. Vol. 21. 6443. Pp. 1-16. <https://doi.org/10.3390/s21196443>

9. Табличные, интерполяционные и итерационные функциональные преобразователи в методе прямого цифрового синтеза частот / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, О. В. Михадарова и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2017. № 3 (35). С. 29–46. DOI: 10.15350/2306-2819.2017.3.29

10. Torres Omar A. Design and implementation of a CORDIC rotator and software integration for low-power exponent computation // The University of Texas Digital Repository (UTDR). 2013. Available at: <http://hdl.handle.net/2152/24052>.

11. Bellaouar A., Obrecht M., Fahim A. and Elmasry M.I. A low-power direct digital frequency synthesizer architecture for wireless communications // Proceeding of IEEE Custom Integrated Circuits. 1999. Pp. 593-596. DOI: 10.1109/CICC.1999.777351

12. Design and Analysis of Low Power and High SFDR Direct Digital Frequency Synthesizer / J.-M. Choi et al. // in IEEE Access. 2020. Vol. 8. Pp. 67581-67590. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2986016.

13. Kui-Ting Chen, Ke Fan, Xiaojun Han, and Takaaki Baba. A CORDIC Algorithm with Improved Rotation Strategy for Embedded Applications // Journal of Industrial and Intelligent Information. December 2015. Vol. 3, No. 4. Pp. 274-279. doi: 10.12720/jiii.3.4.274-279.

14. Михадарова О.В. Перспективы использования алгоритма CORDIC для синтеза радиосигна-

лов // Труды Поволжского государственного технологического университета. Серия Технологическая. 2016. Вып. 4. С. 81–88.

15. Дайнеко Д. Реализация CORDIC-алгоритма на ПЛИС // КОМПОНЕНТЫ И ТЕХНОЛОГИИ. 2011. № 12. С. 36-46

16. Volder J. The CORDIC Trigonometric Computing Technique // IRE Transactions on Electronic Computing. Sept 1959. Vol EC-8. Pp. 330–334.

17. Kavya Sharat, Dr. B.V. Uma, Sagar D.M. Calculation of Sine and Cosine of an Angle using the CORDIC Algorithm // International Journal of Innovative Technology and Research (IJITR). February – March 2014. Vol. No. 2, Pp. 891 – 895.

18. Mishra R., Mandal A. Design and Implementation of Digital Demodulator for Frequency Modulated CW Radar (RESEARCH NOTE) // International Journal of Engineering. 2014. Vol. 27(10). Pp. 1581–1590.

19. Maher Jridi, Ayman Alfalou. Direct Digital Frequency Synthesizer with CORDIC Algorithm and Taylor Series Approximation for Digital Receivers // European Journal of Scientific Research, EuroJournals. 2009. Vol. 30 (4). Pp. 542–553.

20. Grayver E. and Daneshrad B. Direct digital frequency synthesis using a modified CORDIC // Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '98). June 1998. Vol. 5. Pp. 241–244.

21. Mahartna K., Banerjee S., Grass E., Krstic M., and Troya A. Modified virtually scaling-free adaptive CORDIC rotator algorithm and architecture // IEEE Trans. on Circuits and Systems for Video Technology, 2005. Vol. 15, No. 11. Pp. 1463-1474.

Статья поступила в редакцию 10.05.2022; одобрена после рецензирования 26.05.2022; принята к публикации 15.06.2022

Информация об авторах

ИВАНОВ Дмитрий Владимирович – доктор физико-математических наук, член-корреспондент РАН, проректор по научной работе, Поволжский государственный технологический университет. Область научных интересов – локационные и телекоммуникационные системы. Автор 305 научных публикаций. ORCID: orcid.org/0000-0002-3609-1157

ИВАНОВ Владимир Алексеевич – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой высшей математики, Поволжский государственный технологический университет. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, моделирование, широкополосные сигналы. Автор 405 научных публикации. ORCID: orcid.org/0000-0002-9860-4771

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники и связи, Поволжский государственный технологический университет. Область научных интересов – информационно-телекоммуникационные системы, ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивные и когнитивные системы. Автор 292 научных публикаций. ORCID: orcid.org/0000-0002-3515-4750

ОВЧИННИКОВ Владимир Викторович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники и связи, Поволжский государственный технологический университет. Область научных интересов – цифровая обработка сигналов, дистанционное зондирование ионосферы. Автор 76 научных публикаций.

МИХАДАРОВА Ольга Васильевна – старший преподаватель кафедры высшей математики, Поволжский государственный технологический университет. Область научных интересов – радиофизика. Автор 20 научных публикаций.

Вклад авторов:

Иванов Д. В. – концепция работы; интерпретация данных; окончательное утверждение версии для публикации, новые методы и математические модели.

Иванов В. А. – дизайн работы, интерпретация данных; составление статьи и её итоговая переработка, окончательное утверждение версии для публикации.

Рябова Н. В. – техническое и алгоритмическое обеспечение работы в части созданных в ней новых методов.

Овчинников В. В. – разработка и программная реализация алгоритмов, получение данных и их анализ, составление статьи.

Михадарова О. В. – получение и анализ экспериментальных данных, составление статьи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Все авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Scientific article

UDC 621.371.25; 550.388.2

<https://doi.org/10.25686/2306-2819.2022.2.6>

The CORDIC Algorithm for Direct Digital Synthesis of the LFMCW Signal of the Ionosonde in the Range of 2–30 MHz

D. V. Ivanov, V. A. Ivanov[✉], N. V. Rjabova, V. V. Ovchinnikov, O. V. Mihadarova

Volga State University of Technology,
3, Lenin sqr., Yoshkar-Ola, 424000, Russian Federation
[IvanovVA@volgatech.net[✉]](mailto:IvanovVA@volgatech.net)

Keywords: *ionosonde; direct digital synthesis method; CORDIC algorithm; SDR*

ABSTRACT

Introduction. For the purposes of digital synthesis and signal processing in state-of-the-art radio communication and radar systems, it is crucial to create a specialized processor that implements energy-efficient algorithms for calculating harmonic functions of time. The most common approach to tackle this problem is the method of direct digital synthesis (DDS). At the current level of development of software-defined radio (SDR) systems, the most promising, in terms of obtaining high performance, are table-algorithmic methods that can significantly reduce the amount of memory (ROM) used, reduce the noise level in the synthesized signal (increase SFDR) and increase the limit of generated frequencies. Recently, algorithms of the CORDIC family (COordinate Rotation DIgital Computer) have been increasingly served as a mathematical support for such systems. State-of-the-art digital SDR ionosondes of Volga State University of Technology use quadrature methods in DUC and DDC converters. The harmonic RF carrier signals are synthesized by the DDS method with the use of a table function converter. However, there has risen the problem of studying the CORDIC algorithm in terms of its application in a digital ionosonde device for the synthesis of complex sounding radio signals for the implementation of a synthesizer on an FPGA with small weight and size characteristics and low power consumption. **The aim** of the research was to study the possibilities of the CORDIC algorithm for the digital synthesis of complex LFMCW sounding radio signals in the range of 2–30 MHz. **Findings.** There are presented the performance of a DDS algorithm for the changing phase of the sounding LFMCW signal and its functional transformation. To solve the problem of implementing an SDR ionosonde device on an FPGA, we studied the algorithm of synthesizing a sounding LFMCW signal aimed at reducing the volume (compression) of the table and increasing the SFDR level. Digital modeling of the synthesis of a harmonic radio signal and a complex sounding radio signal based on the CORDIC iterative algorithm has been carried out. The study showed the possibility of using developed algorithms for the synthesis of complex probing signals of the LFMCW, LFMICW type at different operating frequencies from the range of 2–30 MHz in a physical model of a prototype of a future compact device. We synthesized the samples of the component of a complex sounding LFMCW signal for an in-phase channel with the use of the CORDIC algorithm with a different number of iterations of the algorithm. The outcomes of numerical experiments showed that the number of algorithm iterations more than 7 results in the low side band level in the spectrum of a complex sounding LFMCW signal with SFDR > 20 dB. **Conclusion.** The experimental verification of the physical model of the future compact device operating with the LFMCW reference signal synthesized on the basis of the CORDIC algorithm showed a high quality of gathered data (ionograms).

Fundings: this work was supported by the grant № 20-07-00268 from the Russian Foundation for Basic Research.

REFERENCES

1. Belgibaev R.R., V.A. Ivanov, D.V. Ivanov et al. Software-Defined Radio Ionosonde for Diagnostics of Wideband HF Channels with the Use of USRP Platform. *2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*. Saint-Petersburg, Russia, 2019. Pp. 1–4.
2. Ivanov D.V., Ivanov V. A., Ryabova N. V. et al. Universal ionosonde for diagnostics of ionospheric HF radio channels and its application in estimation of channel availability. *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*. 2018. Pp. 1-5. DOI: 10.1049/cp.2018.0473.
3. Liu W., Santos J.F., J.v. de Belt et al. Enabling Virtual Radio Functions on Soft-ware Defined Radio for Future Wireless Networks. *Wireless Pers Commun.* 2020. Vol. 113. Pp. 1579–1595. DOI: 10.1007/s11277-020-07245-x
4. Ryabova N. V., Ivanov D. V., Ivanov V. A. et al. Processing Multicarrier Phase Coded Signals with OFDM on the USRP Platform for NVIS Sounding of HF Radio Channels. *2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*. 2020. Pp. 1-6. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166059.
5. Ivanov D. V., Ivanov V. A., Chernov A. A. Teoreticheskie osnovy metoda pryamogo tsifrovogo sinteza radiosignalov dlya tsifrovyykh sistem svyazi [Theoretical Bases of the Method of the Direct Digital Synthesis of Radio Signals for Digital Communication Systems]. *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Ser.: Radio-tekhnicheskkiye i infokommunikatsionnye sistemy* [Vestnik of Volga State University of Technology. Ser.: Radio Engineering and Infocommunication Systems]. 2012. No 1 (15). Pp. 3-34. (In Russ.).
6. Prakash B., Hariharan K. and Vaithyanathan V. An Optimized Direct Digital Frequency Synthesizer (DDFS) // *Contemporary Engineering Sciences*. 2014. Vol. 7, No. 9. Pp. 427 – 433.
7. Vankka J. *Digital Synthesizers and Transmitters for Software Radio*. Springer, 2005. 359 p.
8. Heo J., Jung Y., Lee S., Jung Y. FPGA Implementation of an Efficient FFT Processor for FMCW Radar Signal Processing // *Sensors*. 2021. Vol. 21. 6443. Pp. 1-16. <https://doi.org/10.3390/s21196443>
9. Ivanov D. V., Ivanov V. A., Mikhadarova O. V. et al. Tablichnye, interpolatsionnye i iteratsionnye funktsional'nye preobrazovateli v metode pryamogo tsifrovogo sinteza chastot [Table, Interpolation and Iteration Functional Converters for the Method of Direct Digital Frequency Synthesis]. *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Ser.: Radio-tekhnicheskkiye i infokommunikatsionnye sistemy* [Vestnik of Volga State University of Technology. Ser.: Radio Engineering and Infocommunication Systems]. 2017. No 3 (35). Pp. 29-46. DOI: 10.15350/2306-2819.2017.3.29
10. Torres Omar A. Design and implementation of a CORDIC rotator and software integration for low-power exponent computation // The University of Texas Digital Repository (UTDR). 2013. Available at: <http://hdl.handle.net/2152/24052>.
11. Bellaouar A., Obrecht M., Fahim A. and Elmasry M.I. A low-power direct digital frequency synthesizer architecture for wireless communications // *Proceeding of IEEE Custom Integrated Circuits*. 1999. Pp. 593-596. DOI: 10.1109/CICC.1999.777351
12. Design and Analysis of Low Power and High SFDR Direct Digital Frequency Synthesizer / J.-M. Choi et al. // in *IEEE Access*. 2020. Vol. 8. Pp. 67581-67590. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2986016.
13. Kui-Ting Chen, Ke Fan, Xiaojun Han, and Takaaki Baba. A CORDIC Algorithm with Improved Rotation Strategy for Embedded Applications // *Journal of Industrial and Intelligent Information*. December 2015. Vol. 3, No. 4. Pp. 274-279. doi: 10.12720/jiii.3.4.274–279.
14. Mikhadarova O.V. Perspektivy ispol'zovaniya algoritma CORDIC dlja sinteza radiosignalov [Prospects for the use of the CORDIC algorithm for the synthesis of radio signals]. *Trudy Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya Tekhnologicheskaja* [Proceedings of Volga State University of Technology. Series Technological]. 2016. No 4. P. 81-88. (In Russ.).
15. Dajneko D. Realizacija CORDIC-algoritma na PLIS [Implementation of CORDIC-algorithm on FPGA]. *Komponenty i tekhnologii* [Components and Technologies]. 2011. No 12. Pp. 36-46. (In Russ.).
16. Volder J. The CORDIC Trigonometric Computing Technique // *IRE Transactions on Electronic Computing*. Sept 1959. Vol EC-8. Pp. 330–334.
17. Kavya Sharat, Dr. B.V. Uma, Sagar D.M. Calculation of Sine and Cosine of an Angle using the CORDIC Algorithm // *International Journal of Innovative Technology and Research (IJITR)*. February – March 2014. Vol. No. 2, Pp. 891 – 895.
18. Mishra R., Mandal A. Design and Implementation of Digital Demodulator for Frequency Modulated CW Radar (RESEARCH NOTE) // *International Journal of Engineering*. 2014. Vol. 27(10). Pp. 1581–1590.
19. Maher Jridi, Ayman Alfalou. Direct Digital Frequency Synthesizer with CORDIC Algorithm and Taylor Series Approximation for Digital Receivers // *European Journal of Scientific Research, EuroJournals*. 2009. Vol. 30 (4). Pp. 542–553.
20. Grayver E. and Daneshrad B. Direct digital frequency synthesis using a modified CORDIC // *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '98)*. June 1998. Vol. 5. Pp. 241–244.
21. Mahartna K., Banerjee S., Grass E., Krstic M., and Troya A. Modified virtually scaling-free adaptive CORDIC rotator algorithm and architecture // *IEEE Trans. on Circuits and Systems for Video Technology*. 2005. Vol. 15, No. 11. Pp. 1463-1474.

The article was submitted 10.05.2022; approved after reviewing 26.05.2022; accepted for publication 15.06.2022

For citation: Ivanov D. V., Ivanov V. A., Rjabova N. V., Ovchinnikov V. V., Mihadarova O. V. The CORDIC Algorithm for Direct Digital Synthesis of the LFM CW Signal of the Ionosonde in the Range of 2–30 MHz. *Vestnik of Volga State University of Technology. Ser.: Radio Engineering and Infocommunication Systems*. 2022. No 2 (54). Pp. 6–20. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2022.2.6>

Information about the authors

Dmitry V. Ivanov – Doctor of Physics and Mathematics, Professor, Corresponding Member of RAS, Vice-Rector for Research, Volga State University of Technology. Research interests – location and telecommunication systems. The author of 305 scientific publications. ORCID: orcid.org/0000-0002-3609-1157

Vladimir A. Ivanov – Doctor of Physics and Mathematics, Professor, the Head of the Chair of Higher Mathematics, Volga State University of Technology. Research interests – the ionosphere, the propagation of radio waves, modeling and wideband signals. The author of 405 scientific publications. ORCID: orcid.org/0000-0002-9860-4771

Natalya V. Ryabova – Doctor of Physics and Mathematics, Professor, the Head of the Chair of Radio engineering and Communications, Volga State University of Technology. Research interests – information and telecommunication systems, ionosphere, the propagation of radio waves, forecasting, modeling, adaptive and cognitive systems. The author of 292 scientific publications. ORCID: orcid.org/0000-0002-3515-4750

Vladimir V. Ovchinnikov – Candidate of Technical Sciences, associate professor at the Chair of Radio engineering and Communications, Volga State University of Technology. Research interests – digital signal processing, remote ionosphere sounding. The author of 76 scientific publications.

Olga V. Mihadarova – senior lecturer at the Department of Higher Mathematics, Volga State University of Technology. Research interests – radiophysics. The author of 20 scientific publications.

Contribution of authors:

Ivanov D. V. – concept of work; data interpretation; final approval of the version for publication, new methods and mathematical models.

Ivanov V. A. – work design, data interpretation; preparation of the manuscript and its final processing, final approval of the version for publication.

Ryabova N. V. – technical and algorithmic support of the work in terms of the new methods created.

Ovchinnikov V. V. – development and software implementation of algorithms, data acquisition and analysis, preparation of the manuscript.

Mikhadarova O. V. – obtaining and analyzing experimental data, preparation of the manuscript.

Authors declare that they have no conflict of interest.

All authors read and approved the final manuscript.