

УДК 621.3.087.9

DOI: 10.46548/21vek-2021-1054-0013

## ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ТОНАЛЬНЫМИ ТРАКТАМИ

© 2021

**Кожевников Алексей Александрович**, кандидат физико-математических наук,

доцент кафедры социально-гуманитарных, естественнонаучных и общепрофессиональных дисциплин

*Филиал Ростовского государственного университета путей сообщения в г. Воронеж*

*(394026, Россия, г. Воронеж, ул. Урицкого, 75а, e-mail: akozhev@yandex.ru)*

**Аннотация.** Вычислительная техника, функционирующая в системе остаточных классов (СОК), при небольшой аппаратной избыточности имеет преимущество в быстродействии и надежности над позиционной двоичной. Обозначенные плюсы необходимо ретранслировать на модулярные цифроаналоговые преобразователи и тем самым повысить общую эффективность автоматизированных систем. Сегодня рассматриваются две основные проблемы: 1) дальнейшему росту рабочих частот мешает наличие цифровой части; 2) являясь по сути функциональными преобразователями входной величины в значение синуса, устройства были ограничены в линейной области малыми значениями аргумента. Целью работы является изложение принципов построения модулярных ЦАП, функционирующих на основе кодирования вычетов СОК дискретными фазами синусоидального тока тональной частоты, на примере двух различных способов. Сравнивая эти варианты, можно отметить наличие ограничений: в первом случае - возможности применения только четверти объема чисел, а во втором, - использования только нечетных оснований, чтобы не нарушать условие взаимной простоты. Заявленная проблема существования цифровой части может быть решена отбрасыванием управляемых фазовращателей для первого способа, а для второго - заменой их на сумматоры фазы. Заложенное в рамках математической модели ограничение точности, реализуемое первыми членами тригонометрического ряда, показывает необходимость исследования более общего вида предложенной функции как основы модулярного цифроаналогового преобразования.

**Ключевые слова:** система остаточных классов, функциональные цифроаналоговые преобразователи.

## DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTERS WITH TONE PATHS

© 2021

**Kozhevnikov Aleksey Aleksandrovich**, candidate of physics and math.,

associate professor of department «Socio-humanitarian, natural science and general professional disciplines»

*Branch of Rostov State Transport University in Voronezh*

*(394026, Russia, Voronezh, Uritskogo street, 75a, e-mail: akozhev@yandex.ru)*

**Abstract.** Computing equipment operating in residue number system (RNS), with a small hardware redundancy, has an advantage in speed and reliability over positional binary. The indicated advantages should be retransmitted to modular digital-to-analog converters and thereby increase the overall efficiency of automated systems. Today, two main problems are being considered: 1) the further growth of operating frequencies is hindered by the presence of the digital part; 2) being essentially functional converters of the input value to the sine value, the devices were limited in the linear domain to small values of the argument. The purpose of the paper is to present the principles of constructing modular DACs that function on the basis of encoding the deductions of the RNS with discrete phases of the sinusoidal current of the tone frequency, using the example of two different methods. Comparing these options, we can note the presence of restrictions: in the first case, the possibility of using only a quarter of the volume of numbers, and in the second, the use of only odd bases, so as not to violate the condition of mutual simplicity. The stated problem of the existence of the digital part can be solved by discarding the controlled phase shifters for the first method, and for the second - by replacing them with phase adders. The mathematical model's precision constraint, implemented by the first terms of the trigonometric series, shows the need to study a more general form of the proposed function as the basis for a modular digital-to-analog transformation.

**Keywords:** residue number system, functional digital-to-analog converters.

**Введение.** Развитие измерительной и вычислительной техники движется сегодня в сторону повышения производительности. Например, современные осциллографы *LabMaster 10 Zi-A-R* фирмы *LeCroy*, благодаря супергетеродинному принципу переноса полосы частот, сложной схеме синхронизации процесса выборки сигнала и измерения на линейке АЦП, позволяют осуществлять преобразование со скоростью до 240 ГВыв/с и разрядностью 8 бит [1]. Тем не менее, в последние пять лет наблюдается некоторая стагнация в развитии данного направления. Возможным

толчком к росту производительности может послужить переход таких устройств к функционированию в системе остаточных классов (СОК) [2].

СОК при небольшой аппаратной избыточности позволяет увеличить быстродействие и надежность выполнения арифметических операций по сравнению с позиционной двоичной [2-4]. Эти плюсы необходимо ретранслировать и на измерительные преобразователи информации и тем самым высвободить вычислительные ресурсы и дополнительно повысить общую эффективность автоматизированных систем. В пер-

вую очередь это касается АЦП, поскольку их построение требует аппаратной реализации довольно сложных алгоритмов, сочетающих аналоговые и цифровые подходы к работе с сигналом. На начальном этапе решение проблемы реализовывалось через различные реплики [5] позиционных методов [6]. В рамках данной концепции нами активно исследовалась конвейерная архитектура устройств [7-9]. Отсутствие явного преимущества направило поиски в сторону предания методам преобразования большей «модулярности», т.е. привлечения подходов не свойственных или даже противоречащих природе АЦП, работающих в позиционных системах счисления [10,11].

Методы аналого-цифрового преобразования, использующие обратную связь для получения более точного цифрового эквивалента входной величины, такие как сигма-дельта ( $\Sigma\Delta$ ) и со сдвиговым регистром ( $SAR$ ), реализуются на основе схем, имеющих в своем составе ЦАП. Попытки развития теории модулярного цифроаналогового преобразования предпринимаются уже несколько десятилетий [12,13]. Аналоги подходов позиционных методов не давали преимуществ, а только добавляли время преобразования и аппаратную избыточность. Потенциальное повышение быстродействия до десятков гигагерц возможно за счет кодирования модулярных чисел дискретными фазами синусоидального тока [14], что естественно вытекает из вращения значений вычетов по основаниям СОК. Анализ работ [13,14] показал: 1) для полноценного повышения рабочих частот необходимо избавиться от цифровой части; 2) функциональный преобразователь [15] вычетов в синус ограничен малой линейной областью, что позволяет использовать лишь небольшую часть объема чисел применяемой СОК. Начальным шагом в исследовании первого вопроса стали работы [16-18], позволившие описать простейшие арифметические устройства, функционирующие на основе дискретных фаз тональных сигналов. В качестве исходного подхода к решению второй проблемы предлагается данная публикация.

**Целью** работы является изложение принципов построения модулярных ЦАП, функционирующих на основе кодирования вычетов СОК дискретными фазами синусоидального тока тональной частоты.

**Материалы исследования.** Функциональные ЦАП в первую очередь ставят своей задачей отображение уровнем выходного сигнала, например напряжения, заданной нелинейной зависимости [15], которое в общем случае можно записать как:

$$U_A = f(A) \cdot E, \quad (1)$$

где  $f(A) \in [0;1]$ ,  $E$  - максимальное значение напряжения,  $A$  - целое число (преобразуемый код) в диапазоне  $[0; P)$ ,  $P$  - объем чисел. Если же в качестве такой  $f(A)$  использовать тригонометрические ряды, то в пределах  $[0; P)$  можно с некоторой точностью получить на выходе ЦАП отображение практически любой однозначной функции. Рассмотрим в качестве частного случая линейную зависимость.

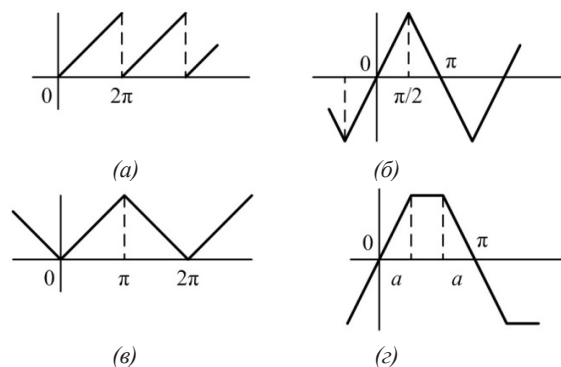


Рисунок 1 – Некоторые периодические функции с прямолинейными участками

Суммой кратных по частоте гармоник ряды Фурье позволяют синтезировать вид любых периодических функций, среди которых есть некоторое количество с продолжительными прямолинейными участками (рис. 1):

а)  $u(\phi) = \phi$ , при  $0 < \phi \leq 2\pi$ ,  

$$f(\phi) = \pi - 2 \left( \frac{\sin(\phi)}{1} + \frac{\sin(2\phi)}{2} + \frac{\sin(3\phi)}{3} + \dots \right);$$

б)  

$$u(\phi) = \begin{cases} 2\phi, & \text{при } 0 < \phi \leq \pi/2, \\ \pi - 2(\pi - \phi), & \text{при } \pi/2 < \phi \leq \pi, \\ -u(-\phi) = -u(\phi - \pi), \end{cases}$$

$$f(\phi) = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{\sin(\phi)}{1^2} - \frac{\sin(3\phi)}{3^2} + \frac{\sin(5\phi)}{5^2} + \dots \right);$$

в)  

$$u(\phi) = \begin{cases} \phi, & \text{при } 0 < \phi \leq \pi, \\ 2\pi - \phi, & \text{при } \pi < \phi \leq 2\pi, \end{cases}$$

$$f(\phi) = \frac{\pi}{2} - \frac{4}{\pi} \left( \frac{\cos(\phi)}{1^2} - \frac{\cos(3\phi)}{3^2} + \frac{\cos(5\phi)}{5^2} + \dots \right);$$

г)  

$$u(\phi) = \begin{cases} \frac{1}{\phi}, & \text{при } 0 < \phi \leq a, \\ 1, & \text{при } a < \phi \leq \pi - a, \\ \frac{(\pi - \phi)}{a}, & \text{при } \pi - a < \phi \leq \pi, \\ -u(-\phi) = -u(\phi + \pi), \end{cases}$$

$$f(\phi) = \frac{4}{\pi a} \left( \frac{1}{1^2} \sin(a) \sin(\phi) - \frac{1}{3^2} \sin(3a) \sin(3\phi) + \dots \right),$$

где  $u(\phi)$  - исходная функция,  $af(\phi)$  - ее отображение рядом Фурье. Отрицательным элементом, присутствующим во всех формулах  $f(\phi)$ , является иррациональное число  $\pi$ , т.к. для электрической схемы конкретного ЦАП это приведет к необходимости подбирать параметры элементов в некоторой пропорции к  $\pi$ . С другой стороны, реализуемое устройство оперирует с заданной точностью, и поэтому после некоторого разряда в дробной части иррациональность числа  $\pi$  уже не будет оказывать влияния. Рассмотрим периодическую функцию с прямолинейными участками, которая отличается отсутствием обозначенной проблемы в пределах суммы первых членов:

$$f(\phi) = (1 + \sin(\phi) - \cos(\phi)) / 2. \quad (2)$$

Ранее в работах [13,14] за основу брался маленький начальный участок  $\sin(\varphi)$ , поэтому интересным является вопрос о том, насколько выражение (2) может увеличить относительную линейность преобразования хотя бы в пределах первой четверти периода.

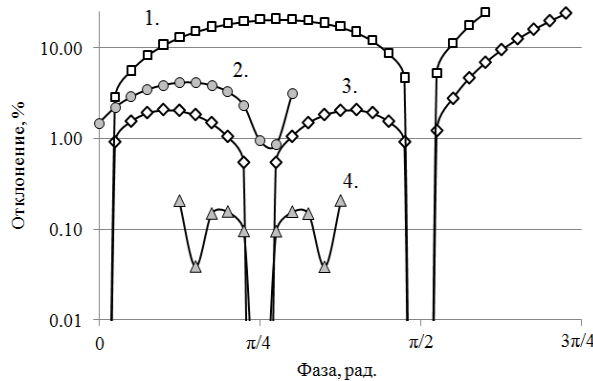


Рисунок 2 – Отклонение функции от линейной зависимости в процентах от полной шкалы: 1)  $\sin(\varphi)$  от  $2\cdot\varphi/\pi$ ; 2)  $\sin(\varphi)$  от  $0.9071\cdot\varphi + 0.0148$ ; 3)  $[1+\sin(\varphi)-\cos(\varphi)]/2$  от  $2\cdot\varphi/\pi$ ; 4)  $[1+\sin(\varphi)-\cos(\varphi)]/2$  от  $0.6943\cdot\varphi - 0.0453$

В пределах аргумента от 0 до  $\pi/2$  (рис. 2) представленные кривые дают увеличение точности на порядок при переходе к выражению (2) относительно прямой  $2\cdot\varphi/\pi$ . За счет уменьшения диапазона подбирается более линейный участок, например, в пределах аргумента от  $\pi/8$  до  $3\pi/8$  кривая 4 показывает для (2) увеличение точности на порядок, но при этом потребуются крайне выверенная настройка элементов схемы, что следует из коэффициентов усиления по уровню 0.6943 и относительному смещению от максимальной величины на -0.0453.

В основу алгоритмов преобразования предлагается переход от цифрового представления вычетов к их пропорциональному кодированию фазами гармонических сигналов, с дальнейшей линейризацией через (2) итогового сигнала на детекторе. Рассмотрим, как для получения выражения (1) определяющая функция строится на основе элементов тригонометрического ряда (2) в виде  $f[\varphi(A)]$ , где число  $A$  представлено вычетами СОК.

**Результаты исследования.** Пусть задана система остаточных классов по  $n$  взаимно простым основаниям  $p_1, \dots, p_n$  с объемом чисел  $P = \prod_{j=1}^n p_j$ , тогда форма числа  $A$  в виде вычетов есть  $(\gamma_1, \dots, \gamma_n)$ . Процесс модулярного цифроаналогового преобразования аналогичен переходу к позиционному представлению:

$$A = \sum_{j=1}^n \frac{P}{p_j} \cdot \gamma_j \cdot \mu_j - r_A \cdot P, \quad (3)$$

где  $r_A$  – ранг числа  $A$  [2],  $\mu_j$  – вес ортогонального базиса, полученный из решения сравнения (4), для которого  $\mu = \mu_p$ ,  $P' = P$  и  $p = p_j$ .

$$\left( \mu \cdot \frac{P}{p} \right) \bmod p \equiv 1 \quad (4)$$

Наличие слагаемого  $r_A \cdot P$  является проблемой для устройств, оперирующих только уровнями электрических сигналов [12], но кодирование дискретными

фазами позволяет это обойти при условии, что объем чисел  $P$  отображается на весь период  $2\pi$ . Исходя из (3), получаем:

$$\varphi = \sum_{j=1}^n \frac{2\pi}{p_j} \cdot \gamma_j \cdot \mu_j - r_A \cdot 2\pi. \quad (5)$$

Таким образом, исходное выражение (2) как функция времени примет вид:

$$F(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin(\omega t + \sum_{j=1}^n \frac{2\pi}{p_j} \cdot \gamma_j \cdot \mu_j) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \sum_{j=1}^n \frac{2\pi}{p_j} \cdot \gamma_j \cdot \mu_j). \quad (6)$$

Реализация полученной формулы в приборном базисе потребует следующие компоненты (рис. 3, а): генератор тока тональной частоты ( $\Gamma$ ), управляемые фазовращатели ( $\Phi В1$ - $\Phi Вn$ ), блоки памяти таблиц ( $T1$ - $Tn$ ) для хранения коэффициентов  $\mu_j$ , умножители ( $\times$ ) и сумматоры ( $+$ ) фаз [16-18], фазовращатели на  $-\pi/2$ , а также итоговый детектор и сумматор мощности ( $D/\Sigma$ ). Непосредственное отображение значений вычетов в виде выходной аналоговой величины строится на последовательной работе описанных блоков в рамках электрической схемы. Вначале генератором задается гармоника СВЧ тока, над которой на каждом из фазовращателей  $\Phi В1$ - $\Phi Вn$  осуществляется операция смещения фазы относительно опорной на  $2\pi\gamma_j/p_j$ .

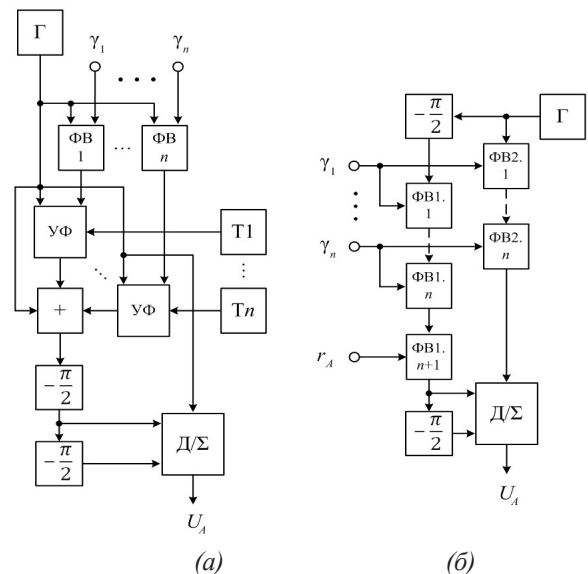


Рисунок 3 – Модулярные ЦАП с тональными трактами, на основе: а) непосредственного отображения, б) расширения системы счисления

После умножения на  $\mu_j$  и сложения происходит двукратное последовательное смещение на  $-\pi/2$ , при этом на вход блока  $D/\Sigma$  подаются три сигнала:  $\sin(\alpha - \pi/2)$ ,  $\sin(\alpha - \pi)$  и  $\sin(\beta)$ , где  $\alpha = \omega t + \varphi$ ,  $\beta = \omega t$ . В соответствии с известным тригонометрическим преобразованием и учетом низкочастотной фильтрации производится детектирование:

$$\sin(\alpha - \frac{\pi}{2}) \cdot \sin(\beta) \rightarrow \frac{1}{2} \cos(\varphi - \frac{\pi}{2}) = \frac{1}{2} \sin(\varphi), \quad (7)$$

$$\sin(\alpha - \pi) \cdot \sin(\beta) \rightarrow \frac{1}{2} \cos(\varphi - \pi) = -\frac{1}{2} \cos(\varphi). \quad (8)$$

После итогового сложения уровней формируется выходной аналоговый эквивалент входной цифровой величины в соответствии с (2).

Возможен и другой вариант получения (2) – через расширение исходной модулярной системы счисления. Реализуем элементы (2) как результат перемножения тональных гармоник с аргументами  $\alpha = \omega t + \varphi_\alpha$  и  $\beta = \omega t + \varphi_\beta$ , такими что:

$$\varphi = \varphi_\alpha - \varphi_\beta. \quad (9)$$

Соответственно  $\sin(\varphi)$  и  $-\cos(\varphi)$  после низкочастотной фильтрации возможно получить из выражений:

$$\sin(\alpha - \frac{\pi}{2}) \cdot \sin(\beta) \rightarrow \frac{1}{2} \cos(\varphi_\alpha - \varphi_\beta - \frac{\pi}{2}) = \frac{1}{2} \sin(\varphi), \quad (10)$$

$$\sin(\alpha - \pi) \cdot \sin(\beta) \rightarrow \frac{1}{2} \cos(\varphi_\alpha - \varphi_\beta - \pi) = -\frac{1}{2} \cos(\varphi). \quad (11)$$

Теперь рассмотрим процесс формирования аргумента  $\varphi$  через  $\varphi_\alpha$  и  $\varphi_\beta$ . Пусть дана СОК с нечетными взаимно простыми основаниями  $p_1, \dots, p_n$  и  $P^{(1)} = \prod_{j=1}^n p_j$  в которой значения вычетов числа  $A$  есть  $(\gamma_1, \dots, \gamma_n)$ .

Для выполнения (2) в наиболее продолжительной относительно линейной части - в пределах аргумента от 0 до  $\pi/2$  - предлагается сместить значение  $A$  в первую четверть объема чисел за счет расширения диапазона в четыре раза:  $P^{(2)} = 4 \cdot P^{(1)}$ , что достигается вводом дополнительного основания  $p_{n+1} = 4$ . Таким образом, необходимо решить задачу о нахождении вычета  $\gamma_{n+1}$  из исходных данных, и дальнейшем преобразовании числа  $A = (\gamma_1, \dots, \gamma_n, \gamma_{n+1})$  в фазу гармонического сигнала. Поскольку  $A$  определено располагается в первой четверти диапазона  $P^{(2)}$ , то вычет  $\gamma_{n+1}$  может быть найден по модулю  $p_{n+1}$  из позиционного представления, полученного на основе исходной СОК по основаниям  $p_1, \dots, p_n$ :

$$\gamma_{n+1} = A \bmod p_{n+1} = (A \bmod p_{n+1} - (r_A \cdot P^{(1)}) \bmod p_{n+1}) \bmod p_{n+1}, \quad (12)$$

где  $r_A$  - ранг числа  $A$  в исходной СОК по основаниям  $p_1, \dots, p_n$ ,

$$A = \sum_{j=1}^n \frac{P^{(1)}}{p_j} \cdot \gamma_j \cdot \mu_j^{(1)},$$

$\mu_j^{(1)}$  - вес ортогонального базиса в исходной СОК, полученный из решения сравнения (4), в котором  $\mu = \mu_j^{(1)}$ ,  $P' = P^{(1)}$  и  $p = p_j$ .

Аргумент  $\varphi$  с учетом периодичности функции синус определяется выражением:

$$\varphi = \sum_{i=1}^{n+1} \frac{2\pi}{p_i} \cdot (\gamma_i \cdot \mu_i^{(2)}) \bmod p_i, \quad (13)$$

где  $\mu_i^{(2)}$  - вес ортогонального базиса, полученный из решения сравнения (4), для которого  $\mu = \mu_i^{(2)}$ ,  $P' = P^{(2)}$  и  $p = p_i$ . Распишем (13) в согласии с (9) в виде  $\varphi_\alpha$  и  $\varphi_\beta$  с учетом (12), и с условием, что фазовращатели формируют отрицательный набег фазы:

$$\begin{cases} \varphi_\alpha = \sum_{j=1}^n \left( -\frac{2\pi}{p_{n+1}} \cdot T1_j(\gamma_j) \right) - \frac{2\pi}{p_{n+1}} \cdot T2(r_A), \\ \varphi_\beta = \sum_{j=1}^n \left( -\frac{2\pi}{p_j} \cdot T3_j(\gamma_j) \right), \end{cases} \quad (14)$$

где коэффициенты  $T1_j(\gamma_j)$ ,  $T2(r_A)$  и  $T3_j(\gamma_j)$ , вычисляемые табличным способом в самих фазовращателях

[14], есть:

$$\begin{cases} T1_j(\gamma_j) = p_{n+1} - \left( \frac{P^{(1)}}{p_j} \cdot \gamma_j \cdot \mu_j^{(1)} \cdot \mu_{n+1}^{(2)} \right) \bmod p_{n+1}, \\ T2(r_A) = (r_A \cdot P^{(1)} \cdot \mu_{n+1}^{(2)}) \bmod p_{n+1}, \\ T3_j(\gamma_j) = (\gamma_j \cdot \mu_j^{(2)}) \bmod p_j. \end{cases} \quad (15)$$

Таким образом реализуется аргумент  $\varphi$  и, соответственно, (2) через расширение исходной модулярной системы счисления.

Для формирования сигнала требуемого вида понадобится преобразователь, содержащий следующие компоненты (рис. 3, б): генератор тока тональной частоты ( $\Gamma$ ), две группы управляемых фазовращателей вычетов (ФВ1.1-ФВ1. $n$ , ФВ2.1-ФВ2. $n$ ), а также фазовращатель для ранга числа  $A$  (ФВ1. $n+1$ ), фазовращатели на  $-\pi/2$ , а также итоговый детектор и сумматор мощности ( $\Delta/\Sigma$ ). Рассмотрим на примере работу такого ЦАП. Пусть дана СОК по трем ( $n=3$ ) нечетным взаимно простым основаниям 3, 5 и 7, в которой значения вычетов числа  $A$ , например  $37 = (1, 2, 2)$ , а также значение ранга  $r_A = 1$ , подаются на входы устройства. Поскольку для исходной и расширенной СОК определены значения  $P^{(1)}=105$ ,  $P^{(2)}=4 \cdot 105=420$ ,  $\mu_1^{(1)}=2$ ,  $\mu_2^{(1)}=1$ ,  $\mu_3^{(1)}=1$ ,  $\mu_1^{(2)}=2$ ,  $\mu_2^{(2)}=4$ ,  $\mu_3^{(2)}=2$ ,  $\mu_4^{(2)}=1$ , то согласно (15) можно рассчитать числа  $T1_j(\gamma_j)$ ,  $T2(r_A)$  и  $T3_j(\gamma_j)$  в зависимости от вычетов и ранга:  $T1_1(1)=2$ ,  $T1_2(2)=2$ ,  $T1_3(2)=2$ ,  $T2(1)=1$ ,  $T3_1(1)=2$ ,  $T3_2(2)=3$ ,  $T3_3(2)=4$ .

Управляемые фазовращатели ФВ1.1-ФВ1. $n+1$  и ФВ2.1-ФВ2. $n$  осуществляют формирование суммарного набег фазы гармонического сигнала от генератора, что математически соответствует вычислению  $\varphi_\alpha$  и  $\varphi_\beta$  согласно (14):

$$\begin{cases} \varphi_\alpha = -\frac{\pi}{2} \cdot 2 - \frac{\pi}{2} \cdot 2 - \frac{\pi}{2} \cdot 2 - \frac{\pi}{2} \cdot 1 = -2\pi - \frac{3\pi}{2}, \\ \varphi_\beta = -\frac{2\pi}{3} \cdot 2 - \frac{2\pi}{5} \cdot 3 - \frac{2\pi}{7} \cdot 4 = -2\pi - \frac{176\pi}{105}. \end{cases}$$

Далее перемножение сигналов на  $\Delta/\Sigma$  с применением низкочастотной фильтрации позволяет реализовать (10) и (11):

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \cos\left(-\frac{3\pi}{2} - \left(-\frac{176\pi}{105}\right) - \frac{\pi}{2}\right) &= \frac{1}{2} \sin\left(\frac{37\pi}{210}\right) = \frac{1}{2} (0.52568), \\ \frac{1}{2} \cos\left(-\frac{3\pi}{2} - \left(-\frac{176\pi}{105}\right) - \pi\right) &= -\frac{1}{2} \cos\left(\frac{37\pi}{210}\right) = -\frac{1}{2} (0.85068). \end{aligned}$$

Сложение полученных величин с половиной от уровня амплитуды гармоники генератора реализует выражение (2):

$$f(\varphi) = (1 + 0.52568 - 0.85068)/2 = 0.3375.$$

Для оценки точности преобразования сравним результат с идеальной величиной, полученной как деление числа  $A=37$  на объем СОК  $P^{(1)}=105$ :  $37/105=0.3524$ . Расхождение составляет 1.5%, что соответствует представленной на рисунке 2 кривой.

**Заключение.** Сравнивая оба варианта построения ЦАП, можно отметить наличие ограничений: в первом случае – возможности применения только четверти объема чисел, а во втором, – использования только нечетных оснований, чтобы не нарушать



условие взаимной простоты. Заявленная во ведении проблема существования цифровой части может быть сразу решена отбрасыванием управляемых фазовращателей в способе непосредственного отображения. Расширение же системы счисления потребует замены управляемых фазовращателей на сумматоры фазы, а также дополнительных математических операций на основе представления чисел дискретными фазами [16-18]. Заложенное в рамках математической модели ограничение точности, реализуемое первыми членами тригонометрического ряда, показывает необходимость исследования более общего вида предложенной функции как основы модулярного цифроаналогового преобразования.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ:

1. Дьяконов В. Сенсация 2015: Teledyne LeCroy освоила выпуск первого в мире 100-ГГц осциллографа реального времени! // Компоненты и технологии. – 2015. – №3. – С. 16–22.
2. Акушский И.Я., Юдицкий Д.И. Машинная арифметика в остаточных классах. М.: Сов. радио, 1968. – 440 с.
3. Djath L., Bigoul K., Tisserand A. Hierarchical approach in RNS base extension for asymmetric cryptography // Proceedings of IEEE 26th Symposium on Computer Arithmetic, Kyoto, Japan, 10-12 June, 2019. pp. 46-53.
4. Gorodecky D., Villa T. Efficient implementation of modular division by input bit splitting // Proceedings of IEEE 26th Symposium on Computer Arithmetic, Kyoto, Japan, 10-12 June, 2019. pp. 54-60.
5. Абрамсон И.Т., Авров О.М., Ляпкин Л.Я. Кодирование электрических величин в системе остаточных классов // Автометрия. – 1975. – №2. – С. 23–29.
6. Кестер Уолт. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. Уолта Кестера // Пер. с англ. М.: Техносфера, 2007. – 1016 с.
7. Кожевников А.А. Аналого-цифровые преобразователи в системе остаточных классов // Нейрокомпьютеры: разработка и применение. – 2010. – №9. – С. 26-28.
8. Кожевников А.А., Беспалов К.П. Конвейерные аналого-цифровые преобразователи, функционирующие в системе остаточных классов // Динамика сложных систем – XXI век. – 2014. – №3. – С. 11–14.
9. Кожевников А.А. Математическое обследование конвейерных АЦП в системе остаточных классов // Вестник БГТУ. – 2017. – №7. – С. 27–34.
10. Кожевников А.А., Беспалов К.П. Методы непозиционного аналого-цифрового преобразования // Автометрия. – 2015. – №6. – С. 125–130.
11. Кожевников А.А. Синтез аналого-цифровых, первичных и вторичных модулярных измерительных преобразователей // Наука. Инновации. Технологии. – 2017. – №1. – С. 17–28.
12. Абрамсон И.Т., Ляпкин Л.Я., Носиков О.В. Принципы построения преобразователей информации, работающих в системе остаточных классов // Автометрия. – 1969. – № 2. – С. 3–10.
13. Овчаренко Л.А. Цифроаналоговый преобразователь кода системы остаточных классов контроллера управления динамическим объектом // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. – 2002. – №11. – С. 29–33.
14. Патент 2253943 РФ, МПК H03M1/66. Способ преобразования кода системы остаточных классов в напряжение / К.Л. Овчаренко. – Оpubл. 10.06.2005.
15. Сапельников В.М., Хакимов Р.А., Газизов А.А., Шабанов М.А. Функциональные цифроаналоговые преобразователи: принципы построения // Датчики и системы. – 2007. – №7. – С. 46–57.
16. Кожевников А.А. Мультифункциональные арифметические устройства в остаточных классах // Доклады ТУСУР. – 2018. – №4. – С. 59–62.
17. Кожевников А.А. Арифметические вентили модулярных спецпроцессоров // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2018. – №2. – С.46–51.
18. Кожевников А.А. Синтез тональных устройств для умножения по модулю // Вестник БГТУ. – 2019. – №3. – С. 65–70.

Статья поступила в редакцию 19.04.2021  
Статья принята к публикации 16.06.2021