

## НОВЫЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЦИФРОАНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ФАЗОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

С.В. Федоров

proinfosystem@gmail.com

Филиал УУНиТ в г. Кумертау, г. Кумертау, Республика Башкортостан,  
Российская Федерация

---

### Аннотация

Рассмотрены существующие схемы функциональных цифроаналоговых преобразователей для фазометрических измерительных систем. Недостатком таких схем является использование операционных усилителей, которые имеют невысокие значения собственных качественных показателей и не обеспечивают дифференциального преобразования нескольких входных напряжений. В связи с этим необходимы внешние элементы, влияющие на качественные показатели усилителей. Выполнен поиск новых схемотехнических решений при проектировании усилителей, позволяющих осуществлять дифференциальное преобразование нескольких входных напряжений, а также имеющих более низкое напряжение смещения нуля и более высокий коэффициент ослабления синфазного сигнала, чем в операционных и инструментальных усилителях. В результате проведенных исследований предложено использовать мультидифференциальные операционные усилители в качестве составляющих функциональных цифроаналоговых преобразователей нового класса активных элементов, что позволит избавиться от внешних резисторов в структуре усилителя, т. е. исключить их влияние на качественные показатели схемы. Усилители данного класса имеют улучшенные собственные параметры по сравнению с операционными и инструментальными усилителями. Показана возможность проектирования на их основе быстродействующих цифроаналоговых преобразователей, использующих принцип взвешенного суммирования. При этом используется резистивная матрица с уменьшенным

### Ключевые слова

*Информационные измерительные системы, функциональный преобразователь, цифроаналоговый преобразователь, операционный усилитель, мультидифференциальный операционный усилитель, фазовращатель, калибратор фазы*

диапазоном номиналов сопротивлений, что увеличивает разрядность цифроаналоговых преобразователей. Приведенная схема цифроаналогового преобразователя реализует как положительные, так и отрицательные значения коэффициентов полинома, а также в два раза расширяет диапазон аргумента полинома. Таким образом, предложенное схемотехническое решение при проектировании функциональных цифроаналоговых преобразователей позволяет улучшить их функциональные возможности и качественные показатели

Поступила 01.02.2024

Принята 12.03.2024

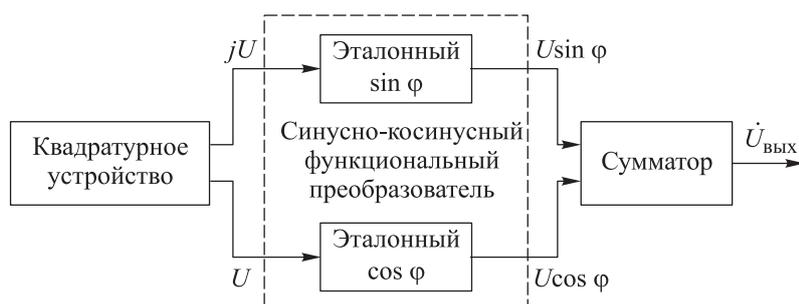
© Автор(ы), 2024

**Введение.** Преобразователи фазового сдвига (ПФС), фазовращатели и калибраторы фазы (КФ) занимают большое место в фазометрии [1]. Они являются основой построения вторичных измерительных ПФС [2]. Недостатком выпускаемых ПФС является низкая разрешающая способность регулирования угла [3]. В качестве решения данной проблемы предложен новый принцип построения данных преобразователей на основе синусно-косинусных фазовращателей [3, 4].

Уравнение, характеризующее работу синусно-косинусных фазовращателей, имеет следующий вид [3]:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = U \cos \varphi + jU \sin \varphi = Ue^{j\varphi}.$$

Схема, соответствующая данному уравнению, приведена на рис. 1. На схеме элементами эталонных  $\sin \varphi$  и  $\cos \varphi$  являются функциональные цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) для высокоточного воспроизведения зависимостей  $\sin \varphi$  и  $\cos \varphi$ .



**Рис. 1.** Структурная схема синусно-косинусного фазовращателя

В качестве элементов функциональных ЦАП используются стандартные преобразователи, осуществляющие линейные преобразования вида  $U_{\text{вых}} = kU_{\text{оп}}$ . Однако в цифрууправляемых фазовращателях и КФ отноше-

ние между фазовым сдвигом и регулируемой величиной нелинейно, т. е. задачей функциональных ЦАП является воспроизведение нелинейных зависимостей, что возможно выполнить путем ее аппроксимации степенным рядом. Такой способ заключается в замене функции  $f(x)$  на отрезке  $[a, b]$  многочленом вида  $P_n(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n$ .

Схема, воспроизводящая приведенную функцию, состоит из последовательно соединенных ЦАП [4–6] (рис. 2).

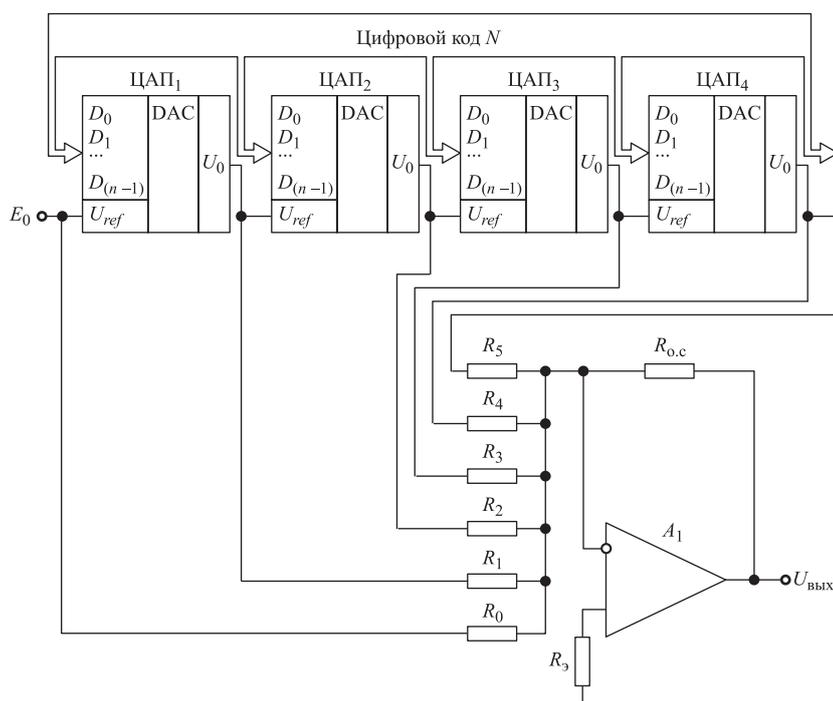


Рис. 2. Схема функционального ЦАП

Схема может быть реализована на основе классических ЦАП с суммированием взвешенных токов или ЦАП на основе резистивной матрицы  $R-2R$ .

Выходное напряжения для ЦАП с суммированием взвешенных токов

$$U_{\text{вых}} = -E_0 \frac{R_{0,c}}{R} \frac{N}{N_{\text{max}}},$$

где  $E_0$  — источник опорного напряжения;  $R_{0,c}$  — сопротивление резистора в цепи обратной связи операционного усилителя (ОУ);  $R$  — сопротивление резистора, формирующего старший разряд матрицы резисторов  $R-R_n$ ;  $N$  — текущий цифровой код, который изменяется в пределах

от 0 до  $2N_{\max} - 1$ ;  $N_{\max} = 2^{n-1}$  — максимальное значение цифрового кода;  $n$  — разрядность ЦАП.

Выходное напряжения для ЦАП на основе резистивной матрицы  $R - 2R$  с выходом по напряжению

$$U_{\text{вых}} = -E_0 \frac{N}{N_{\max}},$$

где  $N$  — текущий цифровой код, который изменяется в пределах от 0 до  $N_{\max} - 1$ ;  $N_{\max} = 2^n$ .

Дальнейшее описание работы схемы функционального ЦАП (см. рис. 2) будет осуществлено из условия ее реализации с помощью преобразователя на основе резистивной матрицы  $R - 2R$  с выходом по напряжению.

При подаче управляющего кода  $N$  выходное напряжение ЦАП<sub>1</sub> будет иметь вид

$$U_1 = E_0 \frac{N}{N_{\max}}.$$

Это напряжение поступает на вход ЦАП<sub>2</sub>. Напряжение на его выходе будет определяться отношением

$$U_2 = U_1 \frac{N}{N_{\max}} = E_0 \left( \frac{N}{N_{\max}} \right)^2.$$

Для  $k$ -го ЦАП <sub>$k$</sub>  выходное напряжение примет вид

$$U_k = E_0 \left( \frac{N}{N_{\max}} \right)^k.$$

Далее полученные напряжения поступают на инвертирующий сумматор  $A_1$  с выходным напряжением

$$U_{\text{вых}} = -E_0 \frac{R}{R_0} - E_0 \frac{N}{N_{\max}} \frac{R}{R_1} - E_0 \left( \frac{N}{N_{\max}} \right)^2 \frac{R}{R_2} - E_0 \left( \frac{N}{N_{\max}} \right)^3 \frac{R}{R_3} - \\ - E_0 \left( \frac{N}{N_{\max}} \right)^4 \frac{R}{R_4} - E_0 \left( \frac{N}{N_{\max}} \right)^5 \frac{R}{R_5}.$$

Если обозначить

$$x = \frac{N}{N_{\max}}; \quad a_i = \frac{R}{R_i},$$

то выходное уравнение функционального ЦАП примет вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = -E_0 (a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + a_5x^5) \approx -E_0 f(x),$$

т. е. выходное напряжение функционального ЦАП пропорционально аппроксимируемой функции  $f(x)$ .

Недостатком схемы (см. рис. 2) является способ аппроксимации. Точность функционального ЦАП определяется степенью полинома и точностью задания постоянных коэффициентов полинома. Задать коэффициенты полинома с помощью резисторов невозможно в виду технологического разброса и ограниченного ряда сопротивлений.

Решение проблемы точности коэффициентов полинома (рис. 3) предложено в [3, 7], где коэффициенты в схеме задаются с помощью ЦАП.

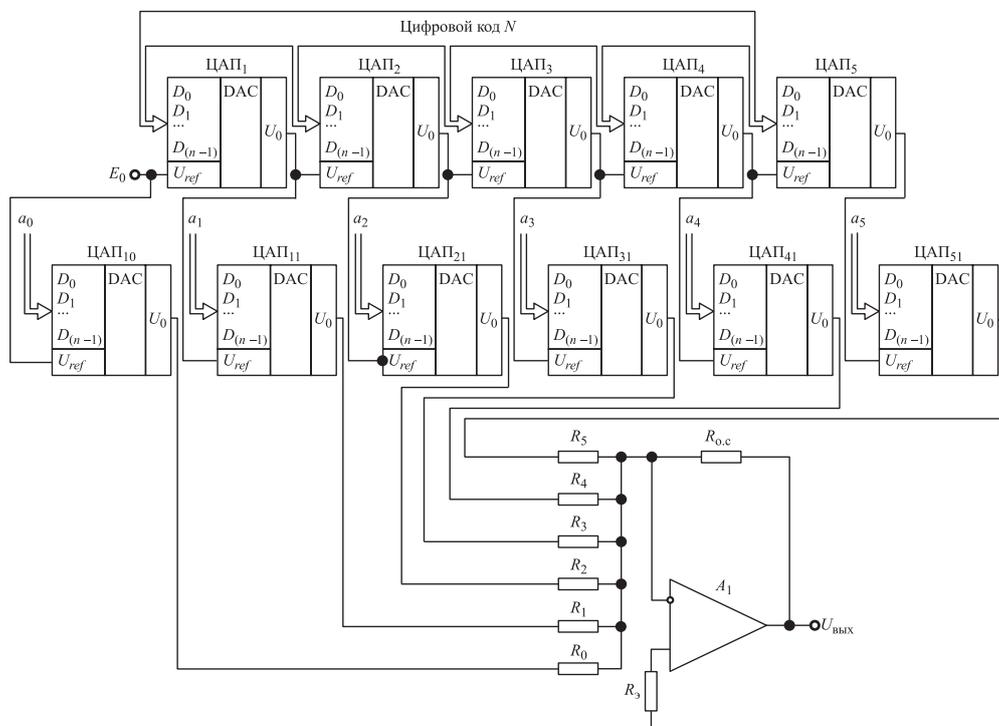


Рис. 3. Схема функционального ЦАП с реализуемыми коэффициентами

Выходное напряжение такого функционального ЦАП имеет вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = -E_0 \frac{R}{R_0} \frac{N_0}{N_{\text{max}}} - E_0 \frac{N}{N_{\text{max}}} \frac{R}{R_1} \frac{N_1}{N_{\text{max}}} - E_0 \left( \frac{N}{N_{\text{max}}} \right)^2 \frac{R}{R_2} \frac{N_2}{N_{\text{max}}} - \\ - E_0 \left( \frac{N}{N_{\text{max}}} \right)^3 \frac{R}{R_3} \frac{N_3}{N_{\text{max}}} - E_0 \left( \frac{N}{N_{\text{max}}} \right)^4 \frac{R}{R_4} \frac{N_4}{N_{\text{max}}} -$$

$$-E_0 \left( \frac{N}{N_{\max}} \right)^5 \frac{R}{R_5} \frac{N_5}{N_{\max}},$$

где  $\frac{N}{N_{\max}} = x$ ;  $\frac{N_i}{N_{\max}} = a_i$ .

В настоящее время классическая схема построения ЦАП реализуется на основе ОУ. Использование классических ОУ является одним из наиболее узких мест в традиционных АЦП и ЦАП [8]. От характеристик, применяемых в схемах ЦАП ОУ, зависит такой параметр, как погрешность смещения нулевого уровня.

Выходное напряжение ЦАП на основе резистивной матрицы  $R-2R$  с выходом по напряжению с учетом смещения  $U_{\text{см}}$  имеет вид

$$U_{\text{вых}} = E_0 \frac{N}{N_{\max}} + U_{\text{см}}.$$

Выходное напряжение ЦАП на основе резистивной матрицы  $R-2R$  с выходом по току с учетом смещения  $U_{\text{см}}$ :

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_{\text{о.с}} E_0}{2R} \frac{N}{N_{\max}} + \frac{R_{\text{о.с}}}{2R} U_{\text{см}} A + U_{\text{см}},$$

где  $A$  — число единичных разрядов входного  $n$ -разрядного кода ( $A$  изменяется от 0 до  $n$ ).

Задачей функционального ЦАП является реализация цифруправляемого синусно-косинусного фазовращателя путем аппроксимации функций  $\sin$  и  $\cos$  полиномом  $n$ -й степени:

$$\begin{aligned} k_1 &= a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_n x^n \approx \cos x; \\ k_2 &= b_0 + b_1 x + b_2 x^2 + \dots + b_n x^n \approx \sin x. \end{aligned} \quad (1)$$

Неточность аппроксимации приводит к возникновению методических погрешностей угла фазового сдвига и амплитуды напряжения синусно-косинусного фазовращателя, которые определяются выражениями:

$$\Delta\varphi = \varphi - \arctg \frac{k_2}{k_1}; \quad \delta U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 1 - \sqrt{k_1^2 + k_2^2}.$$

Кроме того, наличие напряжения смещения нулевого уровня ЦАП приводит к изменению коэффициентов полиномов (1), а также к изменению параметра  $x$ , поскольку все эти параметры задаются с помощью ЦАП. В схеме функционального ЦАП в качестве инвертирующего сумматора используется ОУ.

Недостатки схемы инвертирующего сумматора следующие:

– низкие входные сопротивления на инвертирующем входе, которые для входных сигналов различны и равны

$$R_{\text{вх}} \approx R_0; \quad R_{\text{вх1}} \approx R_1; \quad R_{\text{вх2}} \approx R_2; \quad R_{\text{вх3}} \approx R_3; \quad R_{\text{вх4}} \approx R_4; \quad R_{\text{вх5}} \approx R_5;$$

– выходное напряжение смещения инвертирующего усилителя из-за входных погрешностей ОУ

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} = & - \left( \frac{U_0}{R_0} + \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} + \frac{U_4}{R_4} + \frac{U_5}{R_5} \right) R_{\text{о.с}} + \\ & + U_{\text{см}} \left( \frac{1}{R_{\text{о.с}}} + \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) R_{\text{о.с}} + \\ & + I_{\text{вх1}} R_{\text{о.с}} - I_{\text{вх2}} \left( \frac{1}{R_{\text{о.с}}} + \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) R_{\text{о.с}} R_9, \end{aligned}$$

где  $U_{\text{см}}$  — собственное напряжение смещения ОУ;  $I_{\text{вх1}}$  и  $I_{\text{вх2}}$  — ток на инвертирующем и неинвертирующем входе ОУ.

Для уменьшения выходного напряжения смещения сопротивление резистора  $R_9$  выбирается равным сопротивлению параллельно соединенных резисторов  $R_0, R_1, R_2, R_3, R_4, R_5$  и  $R_{\text{о.с}}$ :

$$\frac{1}{R_9} = \frac{1}{R_{\text{о.с}}} + \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}. \quad (2)$$

Тогда

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} = & U_{\text{см}} \left( \frac{1}{R_{\text{о.с}}} + \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) R_{\text{о.с}} + \\ & + (I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}}) R_{\text{о.с}}. \end{aligned} \quad (3)$$

Однако все номиналы резисторов выбираются из стандартных рядов (E96, E192 и т. д.). Поэтому точно подобрать сопротивление резистора  $R_9$  невозможно. Кроме того, внешние резисторы имеют технологический разброс, определяемый точностью, поэтому достичь равенства (2) также не представляется возможным.

Любое рассогласование внешних резисторов приводит к увеличению выходного напряжения смещения инвертирующего усилителя. Таким образом, для схемы инвертирующего сумматора нельзя достичь минимального значения напряжения смещения (3).

Операционные усилители, используемые в качестве составляющих схем ЦАП и сумматоров, имеют недостатки, связанные с их внутренними параметрами: высокое значение напряжение смещения нуля  $U_{\text{см}}$ ; низкое

значение коэффициента ослабления синфазного сигнала  $K_{o.c\_cf}$ . Характеристики прецизионных ОУ, имеющих улучшенные параметры, следующие (при  $K_{o.c\_cf} = 100$  дБ):  $U_{см} = 0,25, 2,0, 1,5$  и  $2,0$  мВ для ОУ К140УД17, К153УД5, К551УД1 и КМ551УД1 соответственно.

При формировании полиномов (1) с использованием суммирующих ОУ также вносится погрешность в соответствии с выражением (3). Эти изменения приводят к тому, что уменьшается точность аппроксимации функций  $\sin$  и  $\cos$  исходными полиномами. В результате это дополнительно увеличивает погрешности угла фазового сдвига и амплитуды напряжения синусно-косинусного фазовращателя. Таким образом, точность фазовращателя определяется параметрами элементов схемы, такими как разрядность и число ЦАП, а также качественными показателями ОУ, применяемыми в структуре ЦАП и сумматоров.

В связи с изложенным актуальной задачей является поиск новых схемотехнических решений в проектировании функциональных ЦАП. Для решения задачи необходимо выполнить следующие требования:

- избавиться от внешних резисторов в структуре усилителя;
- использовать усилитель с улучшенными собственными параметрами.

**Развитие электроники путем внедрения активных элементов нового класса на основе мультидифференциальных ОУ.** Решением проблемы является использование вместо традиционных ОУ и инструментальных усилителей (ИУ) новейших разработок, таких как мультидифференциальные ОУ (МОУ). Отличием МОУ от ОУ является наличие в их структуре нескольких входных дифференциальных каскадов.

Мультидифференциальный ОУ состоит из  $N$  дифференциальных (ДК), одного промежуточного каскада (ПК) и одного выходного каскада (ВК) [9–13] (рис. 4).

Мультидифференциальный ОУ работает следующим образом. На основании исследований, проведенных в работах [14, 15], можно записать уравнение выходного напряжения МОУ

$$U_{\text{вых}} = K_{д1} (U_1^+ - U_1^-) + K_{д2} (U_2^+ - U_2^-) + K_{д3} (U_3^+ - U_3^-) + \dots + \\ + K_{дN-2} (U_{N-2}^+ - U_{N-2}^-) + K_{дN-1} (U_{N-1}^+ - U_{N-1}^-) + K_{дN} (U_N^+ - U_N^-) + \\ + K_{сф1} U_{сф1} + K_{сф2} U_{сф2} + \dots + U_{сд},$$

где  $K_{ди}$  — коэффициент усиления дифференциального сигнала  $i$ -го каскада ( $i = 1, \dots, N$ );  $U_i^+$ ,  $U_i^-$  — напряжение на неинвертирующем и инвер-

тирующем входе  $i$ -го ДК ( $i=1, \dots, N$ );  $K_{сфi}$  — коэффициент усиления синфазного сигнала  $i$ -го ДК ( $i=1, \dots, N$ );  $U_{сфi}$  — синфазное входное напряжение  $i$ -го ДК ( $i=1, \dots, N$ );  $U_{сд}$  — напряжение сдвига.

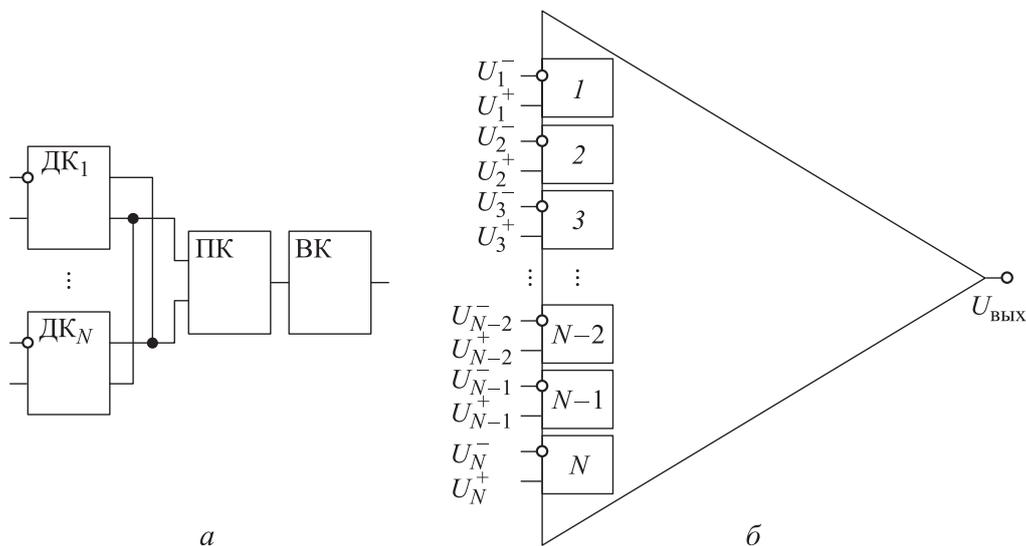


Рис. 4. Структура (а) и условное обозначение (б) МОУ

Мультидифференциальный ОУ, коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{о.с.сф}$  которого равен 145 дБ, предложен в [16]. На основании результатов моделирования МОУ, созданного на базе радиационно стойкого аналогового базового матричного кристалла, в среде PSpice в [17] получены следующие параметры МОУ: коэффициент ослабления синфазного сигнала МОУ более 104 дБ; напряжение смещения нуля МОУ 0,26 мкВ.

Построение ИУ на двух МОУ позволяет получить следующие параметры ИУ [18]: коэффициент ослабления синфазного сигнала ИУ более 120 дБ; напряжение смещения нуля ИУ 27 мкВ.

Высокочастотный МОУ для записи нейронных сигналов рассмотрен в [19]. Коэффициент ослабления синфазного сигнала данного МОУ заявлен на уровне 103 дБ. Так, в [20] применяемый в электрокардиографии МОУ имеет параметр КОСС = 136 дБ. Таким образом, использование МОУ вместо классического ОУ в качестве составляющих схем ЦАП и сумматоров является более предпочтительным по качественным показателям.

**Электронные устройства на основе МОУ.** В качестве суммирующего усилителя можно использовать сумматор на основе МОУ, схема которого приведена на рис. 5.

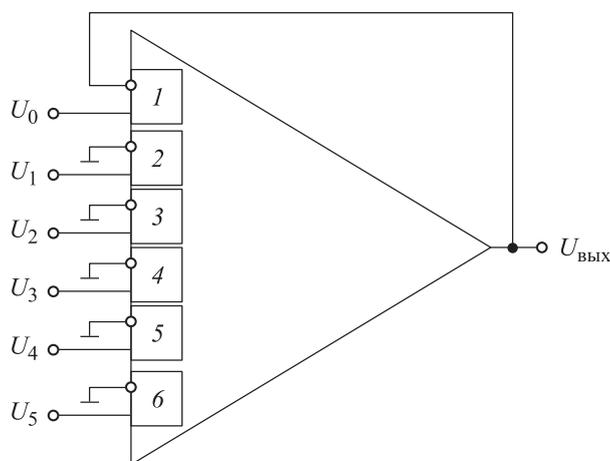


Рис. 5. Сумматор на основе МОУ

Выходное напряжение такого сумматора

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_0 + U_1 + U_2 + U_3 + U_4 + U_5.$$

Таким образом, предложенная схема сумматора позволяет избавиться от внешних резисторов. Входное сопротивление для каждого сигнала будет равно сопротивлению входного каскада самого МОУ.

На основе МОУ был спроектирован ЦАП с инвертирующим разрядом и резистивной матрицей  $RR-R_n$ . Частный случай для пятиразрядного ЦАП приведен на рис. 6.

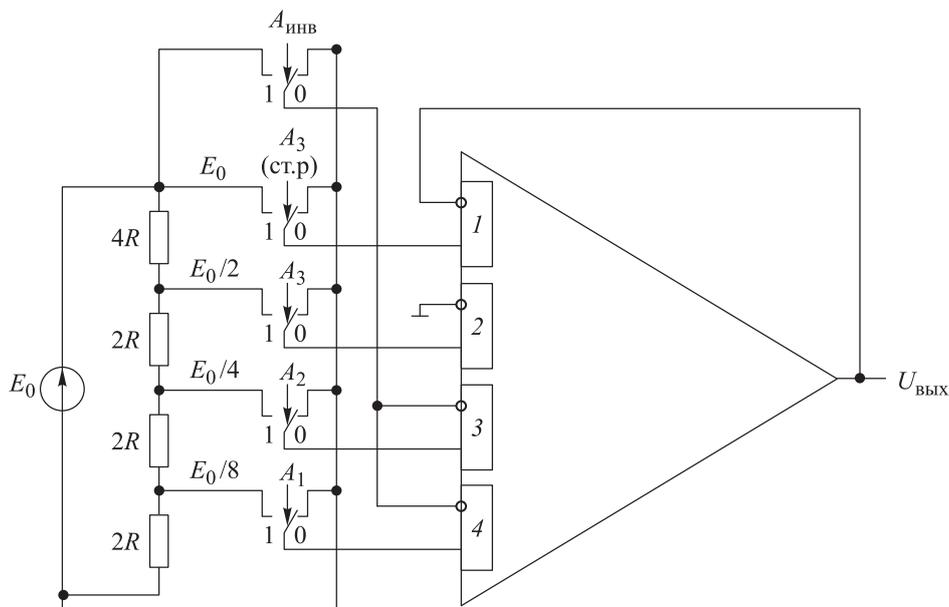


Рис. 6. Схема пятиразрядного ЦАП с инвертирующим разрядом

Уравнение ЦАП примет вид

$$U_{\text{вых}} = 2E_0 \left( \frac{1}{2} A_4 + \frac{1}{4} A_3 + \frac{1}{8} A_2 + \frac{1}{16} A_1 - A_{\text{инв}} \right),$$

это уравнение можно переписать так:

$$U_{\text{вых}} = 2E_0 \frac{N}{N_{\text{max}}},$$

где  $E_0$  — опорное напряжение;  $N$  — текущий цифровой код, который изменяется в пределах от  $-N_{\text{max}}$  до  $N_{\text{max}} - 1$ ;  $N_{\text{max}} = 2^n$ .

Рассмотренный ЦАП имеет следующие преимущества.

1. Резистивная матрица  $RR - R_n$  ЦАП по числу резисторов в 2,5 раза меньше, чем матрица  $R - 2R$  и в 1,5 раз меньше чем  $R - R_n$  (с учетом резистора обратной связи).

2. Для создания  $n$ -разрядного ЦАП используется резистивный делитель с верхним диапазоном номинала сопротивления  $2^{n-3}R$ . В  $n$ -разрядном ЦАП с суммированием взвешенных токов необходим резистор с верхним диапазоном номинала сопротивления  $2^{n-1}R$ , т. е. использование одного и того же резистора с наибольшим сопротивлением позволяет увеличить разрядность схемы на 2 разряда.

3. Источник опорного напряжения нагружен на постоянное входное сопротивление. Это гарантирует неизменность опорного напряжения при любом входном коде ЦАП.

4. Более высокое быстродействие из-за наличия простейшего делителя напряжения.

5. Выходное напряжение ЦАП является двухполярным при одной полярности опорного напряжения.

6. Увеличение разрядности без изменения в структуре разработанного ЦАП только путем введения дополнительного ключа, управляемого инвертирующим разрядом  $A_{\text{инв}}$ .

7. Малое значение погрешности смещения нулевого уровня.

**Разработка функционального ЦАП на основе МОУ.** Схема спроектированного функционального ЦАП на основе МОУ приведена на рис. 7.

Принцип работы функционального ЦАП на основе МОУ заключается в следующем. При подаче управляющего кода  $N$  выходное напряжение ЦАП<sub>1</sub> будет иметь вид

$$U_{\text{вых1}} = E_0 \cdot 2 \frac{N}{N_{\text{max}}}.$$

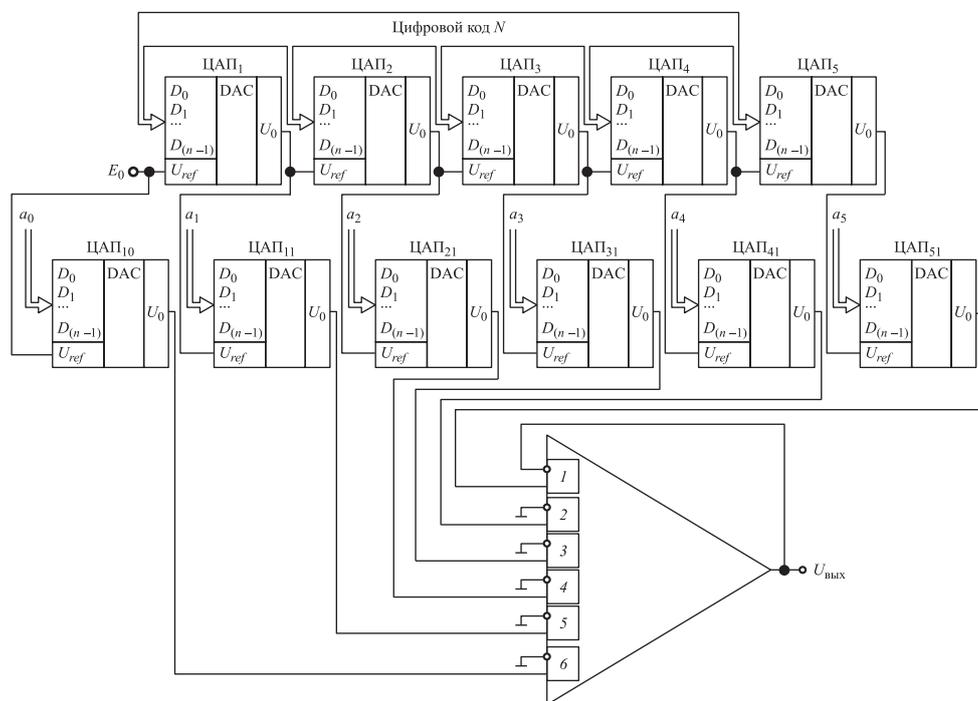


Рис. 7. Схема функционального ЦАП на основе МОУ

Напряжение  $U_{\text{ВЫХ1}}$  поступает на вход опорного напряжения ЦАП<sub>2</sub>. Напряжение на его выходе будет определяться отношением

$$U_{\text{ВЫХ2}} = E_0 \left( 2 \frac{N}{N_{\text{max}}} \right)^2.$$

Для  $k$ -го ЦАП выходное напряжение составляет

$$U_{\text{ВЫХ}k} = E_0 \left( 2 \frac{N}{N_{\text{max}}} \right)^k.$$

Полученные напряжения  $U_{\text{ВЫХ}k}$  поступают на входы ЦАП<sub>10</sub>, ЦАП<sub>11</sub>, ЦАП<sub>21</sub>, ЦАП<sub>31</sub>, ЦАП<sub>41</sub>, ЦАП<sub>51</sub>. Выходные напряжения этих ЦАП поступают на вход сумматора на основе МОУ. Получаем выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_0 \frac{N_0}{N_{\text{max}}} + E_0 \left( 2 \frac{N}{N_{\text{max}}} \right) \frac{N_1}{N_{\text{max}}} + E_0 \left( 2 \frac{N}{N_{\text{max}}} \right)^2 \frac{N_2}{N_{\text{max}}} + \\ + E_0 \left( 2 \frac{N}{N_{\text{max}}} \right)^3 \frac{N_3}{N_{\text{max}}} + E_0 \left( 2 \frac{N}{N_{\text{max}}} \right)^4 \frac{N_4}{N_{\text{max}}} + E_0 \left( 2 \frac{N}{N_{\text{max}}} \right)^5 \frac{N_5}{N_{\text{max}}}.$$

Если обозначить  $2 \frac{N}{N_{\max}} = x$  и  $\frac{N_i}{N_{\max}} = a_i$ , то выходное уравнение функционального ЦАП примет вид

$$U_{\text{вых}} = E_0 (a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + a_5x^5) \approx E_0 f(x).$$

Цифровой код, которым задаются коэффициенты  $a_i$ , изменяется в пределах от  $-N_{\max}$  до  $N_{\max} - 1$ . Это позволяет реализовать как положительные, так и отрицательные значения коэффициентов полинома, что приводит к расширению функциональных возможностей устройства.

**Заключение.** В результате проведенных исследований предложен новый метод схемотехнического проектирования функциональных ЦАП.

Данный метод заключается в использовании в качестве составляющих функциональных ЦАП новейших разработок в области усилителей, таких как МОУ.

Применение МОУ позволяет избавиться от внешних резисторов в структуре усилителя, использовать усилитель с улучшенными собственными параметрами и проектировать быстродействующие ЦАП на основе взвешенных резисторов. При этом применяется резистивная матрица с уменьшенным диапазоном номиналов сопротивления, что дает возможность увеличить разрядность ЦАП. На основе МОУ ЦАП можно получить как положительные, так и отрицательные значения коэффициентов полинома, а также в 2 раза расширить диапазон аргумента полинома, реализуемого функциональным ЦАП.

Предложенное схемотехническое решение при проектировании функциональных ЦАП позволяет расширить функциональные возможности фазометрических измерительных систем и улучшить их качественные показатели.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Сапельников В.М., Кравченко С.А., Чмых М.К. и др. Фазовращатели, калибраторы фазы, эталоны фазового сдвига, фазовые измерения в радионавигации. Уфа, Изд-во УГНТУ, 2014.
- [2] Свинцов И.В., Свинцов В.Я. Новый электрометрический метод анализа для экологического контроля окружающей среды. *Вестник Астраханского государственного технического университета. Сер. Управление, вычислительная техника и информатика*, 2012, № 2, с. 99–105. EDN: PAJWXF
- [3] Канарейкин В.И. Преобразователи фазового сдвига на основе функциональных ЦАП. Дис. ... канд. техн. наук. Уфа, УГАТУ, 2011.

- [4] Сапельников В.М., Кравченко С.А., Чмых М.К. Проблемы воспроизведения смещаемых во времени электрических сигналов и их метрологическое обеспечение. Уфа, Изд-во БГУ, 2000.
- [5] Сапельников В.М., Максutow А.Д., Клименко С.Е. Методы построения цифроуправляемых калибраторов фазы в приборостроении. *Измерительная техника*, 2012, № 3, с. 53–57. EDN: OWMGEL
- [6] Сапельников В.М. Функциональные цифроаналоговые преобразователи и их роль в развитии приборостроения. *Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль*, 2014, № 1, с. 4–14. EDN: SGRUYJ
- [7] Канарейкин В.И., Канарейкина С.Г. Гибридный функциональный цифроаналоговый преобразователь со сплайновой аппроксимацией  $n$ -го порядка. Патент РФ 2628918. Заявл. 03.08.2016, опублик. 22.08.2017.
- [8] Wei Q., Qiao F., Yang H. New development of analog-to-digital converters. *Recent Pat. Electr. Eng.*, 2011, vol. 4, no. 3, pp. 214–220.  
DOI: <http://dx.doi.org/10.2174/1874476111104030214>
- [9] Манжула В.Г., Прокопенко Н.Н. Прецизионный операционный усилитель с интегрированным мультидифференциальным входным каскадом. *Современные проблемы науки и образования*, 2013, № 1. EDN: PWAZH9
- [10] Крутччинский С.Г., Титов А.Е., Серебряков А.И. и др. Прецизионные аналоговые интерфейсы на базе двух мультидифференциальных операционных усилителей. *Инженерный вестник Дона*, 2013, № 3. EDN: RZEGRP
- [11] Krutchinsky S.G., Tsybin M.S., Titov A.E. Structural optimization of differential stage in operational amplifiers. *ICSES*, 2010, pp. 205–208.
- [12] Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Пахомов И.В. Основные параметры и уравнения базовых схем включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом. *Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС)*, 2014, № 3, с. 111–116.
- [13] Zainul A., Koichi T., Shota M., et al. A new instrumentation amplifier architecture based on differential difference amplifier for biological signal processing. *IJECE*, 2017, vol. 7, no. 2, pp. 759–766. DOI: <http://doi.org/10.11591/ijece.v7i2.pp759-766>
- [14] Пахомов И.В. Мультидифференциальные операционные усилители напряжений и токов с активной отрицательной обратной связью. Дис. ... канд. техн. наук. Ростов н/Д., ЮРГТУ, 2017.
- [15] Prokopenko N.N., Pakhomov I.V., Bugakova A.V., et al. The method of the errors calculation from the input common-mode signal in the analog interfaces based on the differential difference operational amplifiers and the ways of their decrease. *SIBCON*, 2016, pp. 638–643. DOI: <https://doi.org/10.1109/SIBCON.2016.7491789>
- [16] Титов А.Е. Проектирование симметричных усилителей с минимальным напряжением дрейфа нуля. *Известия ЮФУ. Технические науки*, 2014, № 5, с. 92–99. EDN: SEDDJR

[17] Крутччинский С.Г., Титов А.Е. Мультидифференциальный операционный усилитель в режиме инструментального усилителя. *Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление*, 2010, № 3, с. 200–203.

EDN: МТАОТР

[18] Крутччинский С.Г., Титов А.Е. Оптимизация структур инструментальных усилителей с мультидифференциальными операционными усилителями. *Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)*, 2014, № 3, с. 9–14. EDN: SQSIMH

[19] Zhu L., Zhou Z., Wang W., et al. A high CMRR Differential difference amplifier employing combined input pairs for neural signal recordings. *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, 2024, vol. 18, no. 1, pp. 100–110.

DOI: <https://doi.org/10.1109/TBCAS.2023.3311465>

[20] Mejía-Chávez P., Sánchez-García P.J., Velázquez-López J. Differential difference amplifier FG MOS for electrocardiogram signal acquisition. *8th Int. Conf. on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control*, 2011.

DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEEE.2011.6106684>

**Федоров Сергей Витальевич** — канд. техн. наук, доцент кафедры «Технологии производства летательных аппаратов» филиала УУНиТ в г. Кумертау (Российская Федерация, 453300, Республика Башкортостан, г. Кумертау, ул. Горького, д. 22А).

**Просьба ссылаться на эту статью следующим образом:**

Федоров С.В. Новые схемотехнические решения при проектировании функциональных цифроаналоговых преобразователей для фазометрических измерительных систем. *Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение*, 2024, № 4 (149), с. 92–109. EDN: SJCMB A

**NEW CIRCUIT SOLUTIONS IN DESIGNING FUNCTIONAL DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTERS FOR THE PHASE MEASUREMENT SYSTEMS**

S.V. Fedorov

proinfosystem@gmail.com

**Kumertau Branch, Ufa University of Science and Technology,  
Kumertau, Republic of Bashkortostan, Russian Federation**

### Abstract

The paper considers existing circuits of the functional digital-to-analog converters for the phase measurement systems. The disadvantage of these circuits lies in using the operation amplifiers in their structure, which have low values of their own quality indicators and do not provide differential conversion of several input voltages. Thus, it requires introduction of the external elements influencing their quality indicators. The paper presents a search for new circuit solutions in the amplifiers design ensuring differential conversion of several input voltages, as well as having lower zero offset voltage and higher common-mode rejection coefficient compared to the operation and instrumentation amplifiers. The conducted research results in proposing to use the multi differential operation amplifiers as components of the functional digital-to-analog converters of the new class of active elements, which would make it possible to eliminate the external resistors in the amplifier structure, i.e., their influence on the circuit quality indicators. Amplifiers of this class improve intrinsic parameters compared to the operation and instrumentation amplifiers. The paper demonstrates a possibility to design high-speed digital-to-analog converters based on them using the weighted summation principle. In this case, a resistive matrix with the resistance values reduced range is used. This allows increasing the digital-to-analog converter capacity. The given digital-to-analog converter circuit makes it possible to implement both positive and negative values of the polynomial coefficients, as well as expand the polynomial argument range by 2 times. Thus, the proposed circuit solution in designing a functional digital-to-analog converter allows expanding the device functionality, as well as improving its quality indicators

### Keywords

*Information measurement systems, functional converter, digital-to-analog converter, operational amplifier, multi-differential operational amplifier, phase shifters, phase calibrators*

Received 01.02.2024

Accepted 12.03.2024

© Author(s), 2024

---

### REFERENCES

- [1] Sapelnikov V.M., Kravchenko S.A., Chmykh M.K., et al. Fazovrashchateli, kalibratory fazy, etalony fazovogo sdviga, fazovye izmereniya v radionavigatsii [Phase shifters, phase calibrators, phase shift standards, phase measurements in radio navigation]. Ufa, USPTU Publ., 2014.

- [2] Svintsov I.V., Svintsov V.Ya. A new electrometric analysis method for environmental monitoring. *Vestnik Astrakhanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Ser. Upravlenie, vychislitel'naya tekhnika i informatika* [Vestnik of Astrakhan State Technical University. Series: Management, Computer Science and Informatics], 2012, no. 2, pp. 99–105 (in Russ.). EDN: PAJWXF
- [3] Kanareykin V.I. Preobrazovateli fazovogo sdviga na osnove funktsionalnykh TsAP. Dis. kand. tekhn. nauk [Phase shift converters based on functional DACs. Cand. Sc. (Eng.). Diss.]. Ufa, UGAT, 2011.
- [4] Sapelnikov V.M., Kravchenko S.A., Chmykh M.K. Problemy vosproizvedeniya smeshchayemykh vo vremeni elektricheskikh signalov i ikh metrologicheskoe obespechenie [Problems of reproducing time-shifted electrical signals and their metrological support]. Ufa, BGU Publ., 2000.
- [5] Sapelnikov V.M., Maksutov A.D., Klimenko S.E. Methods of constructing digitally controlled phase calibrators in instrument construction. *Meas. Tech.*, 2012, vol. 55, no. 3, pp. 321–328. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11018-012-9958-2>
- [6] Sapelnikov V.M. Functional digital-to-analog converters and their role in the development of instrument. *Izmerenie. Monitoring. Upravlenie. Kontrol* [Measuring. Monitoring. Management. Control], 2014, no. 1, pp. 4–14 (in Russ.). EDN: SGRUYJ
- [7] Kanareykin V.I., Kanareykina S.G. Gibridnyy funktsionalnyy tsifroanalogovyy preobrazovatel so splaynovoy approksimatsiyey  $n$ -go poryadka [Hybrid functional digital-to-analog converter with spline approximation of  $n$ -th order]. Patent RU 2628918. Appl. 03.08.2016, publ. 22.08.2017 (in Russ.).
- [8] Wei Q., Qiao F., Yang H. New development of analog-to-digital converters. *Recent Pat. Electr. Eng.*, 2011, vol. 4, no. 3, pp. 214–220. DOI: <http://dx.doi.org/10.2174/1874476111104030214>
- [9] Manzhula V.G., Prokopenko N.N. Precision operational amplifier with integrated multidifferential input stage. *Sovremennyye problemy nauki i obrazovaniya* [Modern Problems of Science and Education], 2013, no. 1 (in Russ.). EDN: PWAZHZ9
- [10] Krutchinskiy S.G., Titov A.E., Serebryakov A.I., et al. Precision analog interfaces based on two multi-differential operational amplifier. *Inzhenernyy vestnik Dona* [Engineering Journal of Don], 2013, no. 3 (in Russ.). EDN: RZEGRP
- [11] Krutchinsky S.G., Tsybin M.S., Titov A.E. Structural optimization of differential stage in operational amplifiers. *ICSES*, 2010, pp. 205–208.
- [12] Prokopenko N.N., Butyrlagin N.V., Pakhomov I.V. [Main parameters and equations of basic circuits for switching on multidifferential operational amplifiers with a high-impedance node]. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES)* [Problems of developing promising micro- and nanoelectronic systems (MES)], 2014, no. 3, pp. 111–116 (in Russ.).
- [13] Zainul A., Koichi T., Shota M., et al. A new instrumentation amplifier architecture based on differential difference amplifier for biological signal processing. *IJECE*, 2017, vol. 7, no. 2, pp. 759–766. DOI: <http://doi.org/10.11591/ijece.v7i2.pp759-766>

[14] Pakhomov I.V. Multidifferentsialnye operatsionnye usiliteli napryazheniy i tokov s aktivnoy otritsatelnoy obratnoy svyazyu. Dis. kand. tekhn. nauk [Multidifferential operational voltage and current amplifiers with active negative feedback. Cand. Sc. (Eng.). Diss.]. Rostov-na-Donu, YuRGTU, 2017 (in Russ.).

[15] Prokopenko N.N., Pakhomov I.V., Bugakova A.V., et al. The method of the errors calculation from the input common-mode signal in the analog interfaces based on the differential difference operational amplifiers and the ways of their decrease. *SIBCON*, 2016, pp. 638–643. DOI: <https://doi.org/10.1109/SIBCON.2016.7491789>

[16] Titov A.E. Design of symmetrical amplifiers with minimum input offset voltage. *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFEDU. Engineering Sciences], 2014, no. 5, pp. 92–99 (in Russ.). EDN: SEDDJR

[17] Krutchinskiy S.G., Titov A.E. Multidifferential operational amplifier in instrumental amplifier mode. *Nauchno-tekhnicheskie vedomosti Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo politekhnicheskogo universiteta. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie* [St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems], 2010, no. 3, pp. 200–203 (in Russ.). EDN: MTAOTP

[18] Krutchinskiy S.G., Titov A.E. [Optimization of instrumentation amplifiers structures with indirect current feedback instrumentation amplifiers]. *Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES)* [Problems of developing promising micro- and nanoelectronic systems (MES)], 2014, no. 3, pp. 9–14 (in Russ.). EDN: SQSIMH

[19] Zhu L., Zhou Z., Wang W., et al. A high CMRR Differential difference amplifier employing combined input pairs for neural signal recordings. *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, 2024, vol. 18, no. 1, pp. 100–110. DOI: <https://doi.org/10.1109/TBCAS.2023.3311465>

[20] Mejía-Chávez P., Sánchez-García P.J., Velázquez-López J. Differential difference amplifier FGMOS for electrocardiogram signal acquisition. *8th Int. Conf. on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control*, 2011. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEEE.2011.6106684>

**Fedorov S.V.** — Cand. Sc. (Eng.), Assoc. Professor, Department of Aircraft Production Technologies, Kumertau Branch, Ufa University of Science and Technology (Gorkogo ul. 22A, Kumertau, Republic of Bashkortostan, 453300 Russian Federation).

**Please cite this article in English as:**

Fedorov S.V. New circuit solutions in designing functional digital-to-analog converters for the phase measurement systems. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University, Series Instrument Engineering*, 2024, no. 4 (149), pp. 92–109 (in Russ.). EDN: SJCMB A