

Научная статья

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15103>

УДК 621.372.54

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЦЕПИ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ГРУППОВОЙ ЗАДЕРЖКОЙ НА КОНВЕРТОРАХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ПРИ СТАБИЛИЗИРУЮЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

С.А. Курганов¹ ✉, В.В. Филаретов²

^{1,2} Ульяновский государственный технический университет,
г. Ульяновск, Российская Федерация

✉ sakurganov@mail.ru

Аннотация. Рассмотрены активные электрические цепи произвольного порядка с отрицательной групповой задержкой (ОГЗ), реализованные на основе полиномов Бесселя с помощью конверторов сопротивления. Схемы содержат операционные усилители (ОУ), резисторы и конденсаторы. Символьные передаточные функции получаются путем анализа методом схемных определителей. Для формирования компактных выражений и сокращения числа операций используется деление схем по двум узлам на повторяющиеся частичные схемные определители. Параметры элементов находятся последовательно из уравнений, полученных приравнением символьных и численных значений коэффициентов. Совместного решения системы уравнений не требуется. Устойчивость схем обеспечивается использованием ОУ с внутренней отрицательной обратной связью (ООС) или универсальных ОУ с внешней ООС. Схемы обладают максимально плоской частотной функцией ОГЗ, равномерной АЧХ и обеспечивают неискажающую передачу импульсов напряжения в более широком диапазоне длительностей, чем известные многокаскадные схемы из ARC-цепей первого порядка.

Ключевые слова: электрические цепи, отрицательная групповая задержка, ARC-цепи, конвертор сопротивлений, схемные определители

Для цитирования: Курганов С.А., Филаретов В.В. Электронные цепи с отрицательной групповой задержкой на конверторах сопротивлений при стабилизирующей обратной связи // Computing, Telecommunications and Control. 2022. Т. 15, № 1. С. 29–39. DOI: 10.18721/JCSTCS.15103

Статья открытого доступа, распространяемая по лицензии CC BY-NC 4.0 (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>).

Research article

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15103>

UDC 621.372.54

ANGD-CIRCUITS ON IMPEDANCE CONVERTERS WITH STABILIZING FEEDBACK

S.A. Kurganov¹ ✉, V.V. Filaretov²

^{1,2} Ulyanovsk State Technical University,
Ulyanovsk, Russian Federation

✉ sakurganov@mail.ru

Abstract. Active electric circuits of arbitrary order with negative group delay (NGD) are proposed, implemented on the basis of Bessel polynomials using impedance converters. The circuits contain operational amplifiers (op-amp), resistors and capacitors. The parameters of the elements are found sequentially from the equations obtained by equating the symbolic and numerical values of the coefficients. At the same time each equation can be solved independently of the others. The stability of the circuits is ensured by the use of an op-amp with internal negative feedback or universal op-amp with external negative feedback. The circuits have the flattest frequency function of the NGD, uniform frequency response and provide non-distorting transmission of voltage pulses over a wider range of durations than the known multi-stage circuits from first-order active circuits.

Keywords: negative group delay, operational amplifier, Bessel polynomials, impedance converter, circuit determinants

Citation: Kurganov S.A., Filaretov V.V. ANGД-circuits on impedance converters with stabilizing feedback. *Computing, Telecommunications and Control*, 2022, Vol. 15, No. 1, Pp. 29–39. DOI: 10.18721/JCSTCS.15103

This is an open access article under the CC BY-NC 4.0 license (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>).

Введение

Идеальная передаточная функция в виде экспоненты с постоянной задержкой t_0 , пропускающая все частоты, и её приближение рядом Маклорена имеют вид соответственно

$$F(p) = e^{-pt_0} = \frac{1}{1 + pt_0 + \frac{(pt_0)^2}{2!} + \frac{(pt_0)^3}{3!} + \dots}, \quad (1)$$

где p – оператор Лапласа и комплексная частота $j\omega$ для временной и частотной областей [1].

Функция групповой задержки сигнала с узкой полосой частот определяется по формуле

$$t_d(\omega) = -\frac{d\Phi(\omega)}{d\omega}, \quad (2)$$

где $\Phi(\omega)$ – фазочастотная характеристика (ФЧХ) комплексной передаточной функции по напряжению [2].

Цепи с задержкой сигналов используются в импульсной и вычислительной технике для формирования сигналов, измерения временных интервалов, последовательного запуска устройств, кодирования и дешифрования информации.

Отрицательная групповая задержка (ОГЗ) [1, 3–11] определяется по той же формуле (2), что и групповая задержка. ОГЗ имеет место, если на ФЧХ $\Phi(\omega)$ есть участок с положительной производной. Идеальная передаточная функция схемы с ОГЗ и её полиномиальное приближение были предложены [1] по аналогии с (1):

$$K(p) = e^{pt_0} = 1 + pt_0 + \frac{(pt_0)^2}{2!} + \frac{(pt_0)^3}{3!} + \dots \quad (3)$$

Однако практическое применение схемы с ОГЗ получили только в последние десятилетия. В настоящее время они используются для выравнивания частотных функций групповой задержки в усилительных устройствах [6], компенсации задержки импульсных сигналов в линиях передач с распределёнными параметрами [4], улучшения характеристик фазированных антенных решеток с последовательным питанием и реализации нестационарных реактивных элементов [8].

Схемы с ОГЗ реализуются в виде пассивных последовательных и параллельных RLC -контуров [5], лестничной RLC -схемы [9], активного полосового фильтра [3], ARC -цепи первого порядка с функцией [4]

$$K(p) = 1 + p, \quad (4)$$

соответствующей приближению (3). Возможны обобщения ARC -цепи, например, с проходным четырёхполюсником из резистора с параллельно включенным конденсатором [11].

В СВЧ-схемах для получения ОГЗ используется малозумящий усилитель с RL - [7] и RC -цепями [10]. Схема согласуется с нагрузкой, а анализ проводится с помощью S -параметров. Полученная формула используется для нахождения параметров элементов по заданной задержке.

Синтез схем с ОГЗ основан на каскадном соединении ARC -схем первого порядка [4], комбинировании последовательных и параллельных RLC -контуров [5], создании в СВЧ-диапазоне многокаскадных цепей из схем на активных элементах с RLC -контурами [7], аппроксимации S -параметров дробно-рациональными функциями и реализации их на связанных микрополосковых резонаторах [8].

Функция ОГЗ на основе полиномов Бесселя

Функция схемы с ОГЗ может быть аппроксимирована полиномами Бесселя [2], которые имеют максимально плоскую характеристику задержки времени в отличие от функции (3), обладающей колебательным характером. При этом передаточная функция схемы с ОГЗ имеет вид

$$K(p) = 1 + \sum_{k=1}^n \frac{a_k p^k}{a_0} = 1 + \sum_{k=1}^n b_k p^k, \quad (5)$$

где $a_k = \frac{(2n-k)!}{2^{n-k} (n-k)! k!}$, а коэффициенты $b_k = a_k / a_0$.

Функция первого порядка (4) из формулы (5) при $n = 1$ реализована на основе неинверсного включения ОУ (рис. 1 а) [4]. Однако частотные характеристики коэффициента передачи $K(\omega)$ и ОГЗ $t_d(\omega)$ этой схемы отличаются существенной неравномерностью – 40 и 50 %, что сужает частотный диапазон. Это показывают в диапазоне нормированной частоты $\omega = 1$ верхние графики на рис. 2 а,б соответственно.

Для получения схем с более широким частотным диапазоном применяется каскадное соединение схем первого порядка (рис. 1 б) [4], АЧХ и ОГЗ которых более равномерны, чем у схем

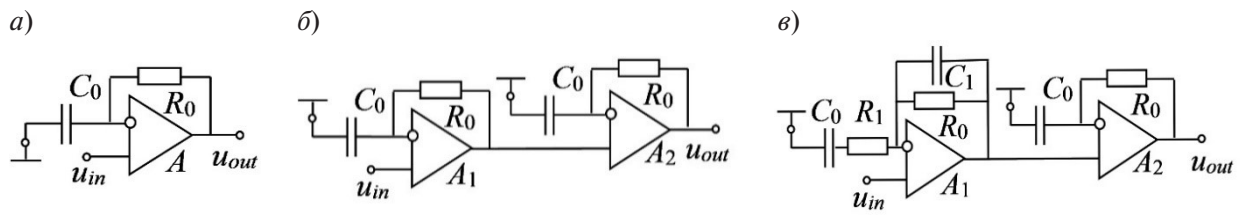


Рис. 1. Известные схемы с ОГЗ на ОУ: *a* – первого порядка; *б* – каскадное соединение двух схем первого порядка; *в* – каскадное соединение с коррекцией
 Fig. 1. Known circuits with Negative group delay on the op-amp: *a* – first order; *b* – cascade connection of two circuits of the first order; *c* – cascade connection with correction

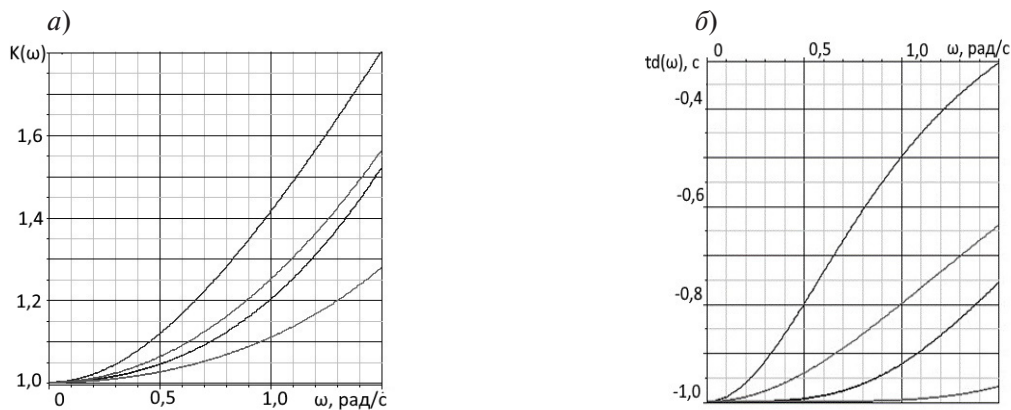


Рис. 2. АЧХ $K(\omega)$ (*a*) и ОГЗ $t_d(\omega)$ (*б*) для схем: первого порядка, из двух каскадов первого порядка, второго и третьего порядка – сверху вниз
 Fig. 2. Frequency response $K(\omega)$ (*a*) and Negative group delay $t_d(\omega)$ (*b*) for circuits: first order, of two cascades of the first order, second and third order – from top to bottom

первого порядка. Так, неравномерность АЧХ и ОГЗ у каскадного соединения двух цепей первого порядка составляет 25 и 20 % (вторые сверху кривые на рис. 2 *a, б* соответственно).

Еще меньше неравномерность АЧХ и ОГЗ у функций высшего порядка. Например, у функции второго порядка неравномерность АЧХ и ОГЗ составляет 20 и 7,7 % (третьи сверху кривые на рис. 2 *a, б*). Поэтому целесообразно рассмотреть реализацию схем с ОГЗ высшего порядка. При реализации можно использовать конверторы сопротивлений на ОУ, резисторах и конденсаторах [12].

Реализация схем с ОГЗ высшего порядка в ARC-базисе на основе полиномов Бесселя

Схемы нечетного n -го порядка получаются из схемы первого порядка (рис. 1 *a*) путем включения в цепь обратной связи $\nu = (n - 1)/2$ конверторов сопротивления K'_i (рис. 3 *a*). Аналогично получаются схемы четного $(n - 1)$ -го порядка (рис. 3 *б*).

Схема конвертора K'_i для рис. 3 *a* изображена на рис. 4 *a*. Конвертор K''_ν получается из K'_ν заменой конденсаторов $C_{3\nu-1}$ и $C_{3\nu}$ сопротивлением $R'_{3\nu-1}$ и проводником соответственно. Конвертор K''_ν присутствует в единичном числе в схемах с четной передаточной функцией (рис. 3 *б*).

Передаточная функция для схемы с ОГЗ нечетного порядка n (рис. 3 *a*) формируется методом схемных определителей [13] в виде отношения определителей N и D схем числителя и знаменателя

$$K = N/D. \tag{6}$$

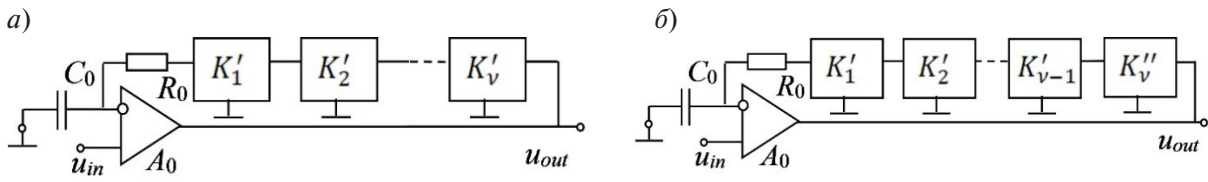

 Рис. 3. Схема с ОГЗ (а) и (б) при нечетном n и четном $(n - 1)$ порядке функции Бесселя (5)

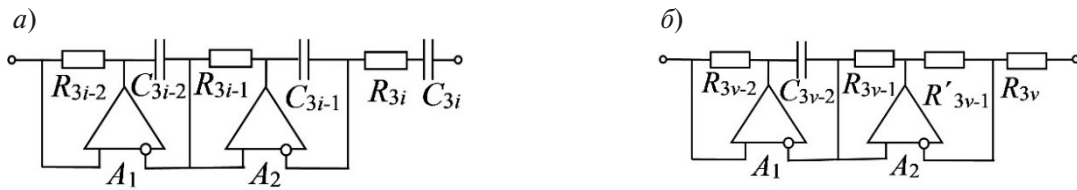
 Fig. 3. Circuit with Negative group delay (a) and (b) for odd n and even $(n - 1)$ order of the Bessel function (5)

 Рис. 4. Конвертеры сопротивлений K'_i (а) и K''_v (б)

 Fig. 4. Resistance converters K'_i (a) and K''_v (b)

При этом ОУ A_0 замещается нулломор – парой из норатора и нуллатора. Схема знаменателя получается путем замены входного источника напряжения проводником. В результате определитель схемы знаменателя для нечетного порядка n имеет вид

$$D = \left| \begin{array}{c} \text{Circuit diagram with } C_0, R_0, K'_1, K'_2, \dots, K'_v \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \text{Circuit diagram with } K'_1, K'_2, \dots, K'_v \end{array} \right| \quad (7)$$

Схемно-алгебраическая формула (7), содержащая схемные элементы и символ определителя в виде пары вертикальных линий, упрощается путем удаления конденсатора C_0 , параллельного нуллатору, и замены сопротивления R_0 , последовательного с нуллатором, проводником. Определитель полученной каскадной схемы с нуллатором и норатором на входе и выходе равен произведению определителей отдельных конверторов K'_i с нуллатором и норатором на входе и выходе [14]. Определитель такой схемы с учетом рис. 4 а имеет вид

$$D = pC_3 \cdot pC_6 \cdot \dots \cdot pC_{3v}. \quad (8)$$

Определитель схемы числителя формируется из исходной схемы на рис. 3 а путем замены источника напряжения и приёмника напряжения норатором и нуллатором, удаления и замены проводником последовательного и параллельного соединения норатора и нуллатора. В результате определитель числителя приводится к виду

$$N = \left| \begin{array}{c} \text{Circuit diagram with } C_0, K'_1, K'_2, \dots, K'_v \end{array} \right| \quad (9)$$

Символьное разложение определителя схемы (9) выполняется аналогично определителю знаменателя (7) путем рекурсивного деления её по двум узлам [13]. Для минимизации объёма выкла-

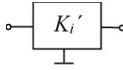
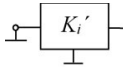
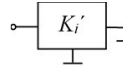
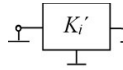
доку исходная схема (9) и производные от неё схемы делятся на две подсхемы с примерно равным числом блоков [14] до получения однотипных частичных схемных определителей с единственным блоком (табл. 1).

Частичные определители ($i = 1, 2, \dots, v$) для разложения (9)

Таблица 1

Table 1

Partial determinants ($i = 1, 2, \dots, v$) for decomposition (9)

| | 1 | 2 | 3 | 4 |
|------------------------|---|---|--|---|
| Частичный определитель |  |  |  |  |
| Символьное выражение | $p^2 C_{3i-1} C_{3i}$ | $p^2 C_{3i-1} C_{3i} R_{3i-2} R_{3i}$ | $p C_{3i}$ | $p^2 C_{3i-2} C_{3i-1} R_{3i-2} R_{3i-1} (1 + p C_{3i} R_{3i})$ |

Передаточная функция находится по формуле (6) в виде отношения символьных выражений числителя (9) и знаменателя (8). После сокращения одинаковых сомножителей передаточная функция для схемы нечетного порядка n имеет вид

$$K_n(p) = 1 + C_0 \left(R_0 p + \frac{R_1 R_2 C_1 C_2}{C_3} p^2 + R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 p^3 + \dots + \frac{R_1 R_2 R_4 R_5 \dots R_{3v-2} R_{3v-1} C_0 C_1 C_2 C_4 C_5 \dots C_{3v-2} C_{3v-1}}{C_{3v}} p^{n-1} + R_1 R_2 R_4 R_5 \dots R_{3v-2} R_{3v-1} R_{3v} C_0 C_1 C_2 C_4 C_5 \dots C_{3v-2} C_{3v-1} p^n \right), \quad (10)$$

где $v = (n-1)/2$ – как и ранее, число конверторов.

В передаточной функции (10) коэффициенты b_k нечетных степеней $k > 3$ содержат по два сопротивления с номерами R_{3i-1} и R_{3i-2} (рис. 4 а) из каждого конвертора с $i = 1, 2, \dots, (k-3)/2$, а из конвертора с номером $i = (k-1)/2$ – все три сопротивления. В b_3 входят три сопротивления из конвертора с номером $i = 1$. Ёмкости входят в нечетные коэффициенты парами с номерами C_{3i-1} и C_{3i-2} из всех конверторов с номерами $i = 1, 2, \dots, (k-1)/2$, при этом во все коэффициенты входит ёмкость C_0 .

Коэффициенты b_k четных степеней представляются дробями, числитель которых содержит по паре сопротивлений R_{3i-1} и R_{3i-2} и ёмкостей C_{3i-1} и C_{3i-2} из всех конверторов с номерами $i = 1, 2, \dots, \mu/2$. В знаменателях находится ёмкость $C_{3\mu/2}$.

Численные значения сопротивлений резисторов $R_0, R_1, R_2, \dots, R_{3v}$ и ёмкостей конденсаторов $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{3v}$ в формуле (10) находятся путем решения системы из $n-1$ нелинейных уравнений, полученных приравнованием при расчетной частоте ω символьных коэффициентов в этих формулах и соответствующих численных значений в (5)

$$\begin{aligned} R_0 C_0 \omega = b_1; \quad R_1 R_2 C_0 C_1 C_2 \omega^2 / C_3 = b_2; \quad \dots; \\ R_1 R_2 \dots R_{3v-2} R_{3v-1} C_0 C_1 C_2 \dots C_{3v-2} C_{3v-1} \omega^n. \end{aligned} \quad (11)$$

Система (11) не доопределена, поэтому сопротивления задаются, а ёмкости с нечетными и четными индексами попарно приравняются $C_1 = C_2$; $C_4 = C_5$; ...; $C_{3v-2} = C_{3v-1}$. Сопротивления резисторов должны быть много больше сопротивления генератора и выходного сопротивления ОУ. Ёмкости находятся последовательно по формулам

$$C_0 = b_1 / (R_1 \omega); C_1 = C_2 = \sqrt{(b_3 / (R_1 R_2 C_0 \omega^3))}; C_3 = b_2 / (R_1 R_2 C_0 C_1 \omega^2); \dots; C_{3v} = b_n / (R_1 R_2 R_4 R_5 \dots R_{3v-2} R_{3v-1} C_0 C_1 C_2 C_4 C_5 \dots C_{3v-2} C_{3v-1} \omega^n). \quad (12)$$

Передаточная функция схемы четного порядка (рис. 3 б) получается из передаточной функции (10) для нечетной степени путем замены проводимости pC_{3v-1} на проводимость $1/R'_{3v-1}$, а сопротивления $1/(pC_{3v})$ – на нулевое сопротивление. В результате получается четная передаточная функция для схемы на рис. 3 б:

$$K_n(p) = 1 + C_0 \left(R_0 p + \frac{R_1 R_2 C_1 C_2}{C_3} p^2 + R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 p^3 + \dots + \frac{R_1 R_2 R_4 R_5 \dots R_{3v-2} R_{3v-1} R_{3v} C_0 C_1 C_2 C_4 C_5 \dots C_{3v-2}}{R'_{3v-1}} p^{n-1} \right). \quad (13)$$

Схемы 2-го и 3-го порядка показаны на рис. 5 а,б. Символьные передаточные функции этих схем, полученные по формулам (13) и (12), имеют вид соответственно

$$K_2(p) = 1 + R_0 C_0 p + \frac{R_1 R_2 R_3 C_0 C_1}{R'_2} p^2; \quad (14)$$

$$K_3(p) = 1 + R_0 C_0 p + \frac{R_1 R_2 C_0 C_1 C_2}{C_3} p^2 + R_1 R_2 R_3 C_0 C_1 p^3. \quad (15)$$

Графики АЧХ и ОГЗ для схем на рис. 5 а,б представлены на рис. 2 а,б – кривые 3 и 4 (по порядку сверху вниз).

Схемы с ОГЗ на реальных ОУ

Передаточные функции (10) и (13) для схем нечетного и четного порядка и формулы (14) и (15) для схем второго и третьего порядка получены при идеальных ОУ. При реальных универсальных

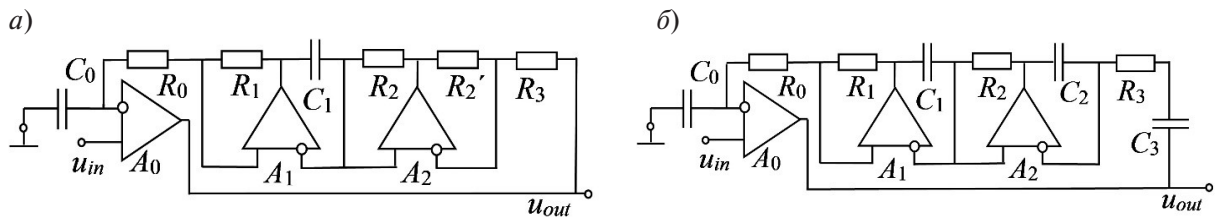


Рис. 5. Схемы с ОГЗ второго (а) и третьего (б) порядка
Fig. 5. Circuits with Negative group delay of the second (a) and third (b) order

ОУ, например ADTL082 (analog.com), нередко на выходе схем (рис. 5 а,б) наблюдаются колебания высоких частот, отсутствующие на входе схем. Неустойчивость связана с тем, что универсальные ОУ имеют крутизну спада АЧХ до 40 дБ/декаду в диапазоне верхних частот. Вследствие фазового сдвига выходное и входное напряжение на инвертирующем входе оказываются в одной фазе. Уменьшить крутизну спада АЧХ и сдвиг фазы выходного напряжения можно, используя специальные ОУ с внутренней отрицательной обратной связью (ООС) по току, например, LT1229/1230 (analog.com). Исключить высокочастотные колебания можно, используя универсальные ОУ с внешней ООС.

Моделирование схемы второго порядка на ОУ с внутренней ООС

Моделирование здесь и далее выполняется в программе LTspice [15]. В схеме (рис. 5 а) применяется упомянутый ранее высокочастотный (до 100 МГц) ОУ LT1230 с внутренней ООС. Напряжение питания $\pm 15\text{В}$. Параметры элементов: $R_0 = R_1 = R'_2 = R_3 = 10 \text{ кОм}$; $C_0 = 1,59 \text{ нФ}$; $C_1 = 0,531 \text{ нФ}$. Полученные при моделировании графики АЧХ и ОГЗ представлены на рис. 6.

Для сравнения их с соответствующими графиками при идеальном ОУ (рис. 2 а,б) в табл. 2 приведены численные значения ОГЗ $\tau(0)$ при $\omega = 0$, отклонение ОГЗ $\Delta\tau$ и затухание АЧХ ΔK в диапазоне частот $\omega = 0 \dots 1$. Как видно, $\tau(0)$ при реальном ОУ не хуже, чем при идеальном ОУ. Однако отклонение $\Delta\tau$ и затухание ΔK на 3,3 % и 2,2 дБ при реальном ОУ больше, чем при идеальном ОУ. Несовпадение объясняется существенным различием частотных характеристик реального и идеального ОУ.

Таблица 2

Сравнение АЧХ и ОГЗ схем второго порядка с идеальным и реальными ОУ

Table 2

Comparison of frequency response and second-order Negative group delay circuits with ideal real op-amps

| Схема | ОГЗ при нулевой частоте $\tau(0)$, мкс | Снижение ОГЗ $\Delta\tau$ при $\omega = 0 \dots 1$, % | Отклонение АЧХ ΔK при $\omega = 0 \dots 1$, дБ |
|-----------------------------------|---|--|---|
| С идеальным ОУ (рис. 5 а) | -15,9 | 7,7 | 0,58 |
| С ОУ LT1230 (рис. 5 а) | -16,4 | 11 | 2,8 |
| С ОУ TL082 и внешней ООС (рис. 8) | -15,1 | 8,8 | 1,7 |

Частотные свойства демонстрируются при подаче на схему гауссова импульса, при этом минимальная длительность передаваемого без искажений импульса составляет $\tau_{\text{н}} = 42 \text{ мкс}$ (рис. 7). Отрицательная задержка импульса на уровне 0,5 от амплитуды импульсов составляет $\tau_3 = -14,2 \text{ мкс}$ (31,6 % от $\tau_{\text{н}}$).

Моделирование схемы второго порядка на ОУ с внешней ООС

Устойчивость схемы (рис. 5 а) на универсальных ОУ, например упомянутом выше ADTL082, можно обеспечить с помощью внешней ООС (рис. 8).

Напряжение с выхода схемы подается на вход схемы последовательно с источником через инвертирующий усилитель на ОУ A_3 . Параметры элементов схемы совпадают с одноименными параметрами в схеме на ОУ LT1230. Дополнительные сопротивления $R_4 = 500 \text{ Ом}$, $R_5 = 10 \text{ кОм}$.

Результаты АЧХ и ОГЗ, полученные моделированием схемы на рис. 8, приведены в табл. 2. ОГЗ $\tau(0) = -15,1 \text{ мкс}$ несколько меньше, чем в схеме на LT1230, в то же время меньше (лучше) отклонение ОГЗ $\Delta\tau = 8,8 \text{ %}$ и затухание $\Delta K = 1,7 \text{ дБ}$. Минимальная длительность передаваемого

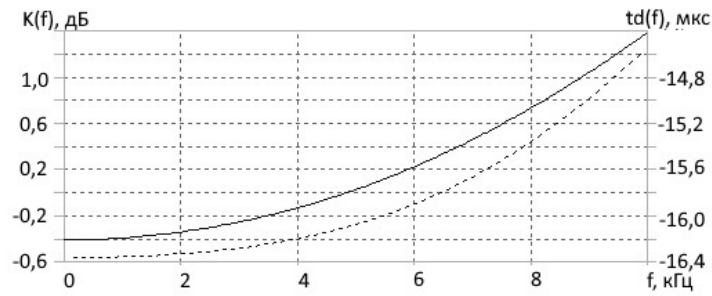


Рис. 6. АЧХ (—) и функция ОГЗ (---) схемы второго порядка на рис. 5 а с ОУ LT1230

Fig. 6. Frequency response (—) and function of Negative group delay (---) circuit of the second order in Fig. 5 a and with the LT1230 op-amp

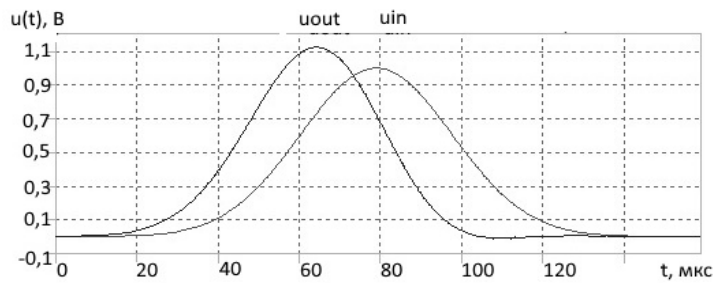


Рис. 7. Входной (справа) и выходной импульсы схемы на рис. 5 а с ОУ LT1230

Fig. 7. Input (right) and output pulses of the circuit in Fig. 5 a with the LT1230 op-amp

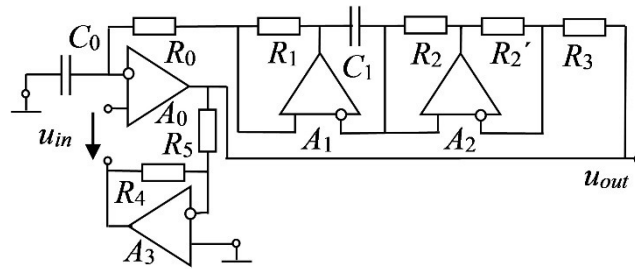


Рис. 8. Схема с ОГЗ второго порядка на ОУ с внешней ООС

Fig. 8. Circuit with Negative group delay of the second order on op-amp with external negative feedback

без искажений импульса такая же, как и для схемы с ОУ LT1230, $\tau_{и} = 42$ мкс. При этом выходной импульс опережает входной на 15,2 мкс, что несколько больше, чем в схеме с LT1230 (14,2 мкс).

Сравнение схемы ОГЗ второго порядка с каскадной схемой из двух цепей первого порядка

Для сравнения проведено моделирование схемы из двух каскадов первого порядка с элементами коррекции [4] (рис. 1 в). Параметры элементов, обеспечивающие одинаковое время ОГЗ с предлагаемыми схемами второго порядка (рис. 5 а и рис. 8), имеют вид: $R_0 = 5$ кОм; $C_0 = 1,59$ нФ; $R_1 = 250$ Ом; $C_1 = 0,318$ нФ. При этом также используется ОУ ADTL082. Минимальная длительность импульса, который передается этой схемой без искажений, составляет $\tau_{и} = 65$ мкс, что в 1,5 раз больше, чем в предлагаемых схемах второго порядка с конвертором сопротивления (42 мкс).

Выводы

Предложены *ARC*-схемы высшего порядка на основе полиномов Бесселя, обладающие максимально плоской характеристикой ОГЗ. Устойчивость схем обеспечивается с помощью внутренней ООС по току ОУ или внешней ООС по напряжению.

Схемы второго порядка на основе полиномов Бесселя передают без искажений импульсы в 1,5 раза меньшей длительности, чем два каскада из схем первого порядка.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Stewart J.** *Circuit theory and design*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1956. 480 p.
2. **Karni Sh.** *Networks theory: Analysis and synthesis*. Boston, Massachusetts: Allyn and Bacon, Inc., 1966. 504 p.
3. **Mitchel M.W., Chiao R.** Causality and negative group delays in a simple bandpass amplifier // *American Journal of Physics*. 1998. Vol. 66. no. 1. Pp. 14–19.
4. **Kitano M., Nakanishi T., Sugiyama K.** Negative group delay and superluminal propagation: An electronic circuit approach // *IEEE J. Sel. Top. in Quantum Electron*. 2003. Vol. 9. no. 1. Pp. 43–51.
5. **Choi H., Song K., Kim C.D., Jeong Y.** Synthesis of negative group delay time circuit // *IEEE Xplore: Microwave Conf. (APMC). Asia-Pacific*, 2008. Pp. 1–4.
6. **Ahn K.-P., Ishikawa R., Honjo K.** Group delay equalized UWB InGaP/GaAs HBT MMIC amplifier using negative group delay circuits // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2009. Vol. 57. no. 9. Pp. 2139–2147.
7. **Ravelo B.** Baseband NGD circuit with RF amplifier // *Electronics Letters*. 2011. Vol. 47. Pp. 752–753.
8. **Das R., Zhang Q., Mukherjee J.** Synthesis of negative group delay using lossy coupling matrix // *arXiv:1708.02343 [physics.app-ph]*. 2017. Pp. 1–10.
9. **Barroso J.J., Oliveira J.E.B., Coutinho O.L., Hasar U.C.** Negative group velocity in resistive lossy lefthanded transmission lines // *IET Microw. Antennas Propag.* 2017. Vol. 11. Iss. 15. Pp. 2235–2240.
10. **Wan F., Wang J., Ravelo B., Ge J., Li B.** Time-domain experimentation of NGD Active RC-network cell // *IEEE Trans. Circuits and Systems II: Express Briefs*. 2019. Vol. 66. no. 4. Pp. 562–566.
11. **Wan F., Gu T., Ravelo B., Li B., Cheng J., Yuan Q., Ge J.** Negative group delay theory of a four-port RC-network feedback operational amplifier // *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. Pp. 75708–75720.
12. **Коротков А.С.** Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. СПб.: Наука, 1999. 416 с.
13. **Filaretov V.V., Gorshkov K.S., Kurganov S.A., Nedorezov M.V.** Generalized parameter extraction method for symbolic analysis of analog circuits containing pathological elements // *Lect. Notes Electrical Eng.* 2018. Vol. 479 (Pathological Elements in Analog Circuit Design). Pp. 31–70.
14. **Filaretov V., Gorshkov K.** Efficient generation of compact symbolic network functions in a nested rational form // *Internat. J. of Circuit Theory and Applications: Research articles*. 2020. no. 5. Pp. 1–25.
15. **Heinemann R.** *PSPICE. Einführung in die Elektroniksimulaton*. München/FRG: Carl Hanser Verlag, 2011. 400 p.

REFERENCES

1. **Stewart J.** *Circuit theory and design*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1956, 480 p.
2. **Karni Sh.** *Networks theory: Analysis and synthesis*. Boston, Massachusetts: Allyn and Bacon, Inc., 1966, 504 p.

3. **Mitchel M.W., Chiao R.** Causality and negative group delays in a simple bandpass amplifier. *American Journal of Physics*, 1998, Vol. 66, no. 1, Pp. 14–19.
4. **Kitano M., Nakanishi T., Sugiyama K.** Negative group delay and superluminal propagation: An electronic circuit approach. *IEEE J. Sel. Top. in Quantum Electron*, 2003, Vol. 9, no. 1, Pp. 43–51.
5. **Choi H., Song K., Kim C.D., Jeong Y.** Synthesis of negative group delay time circuit. *IEEE Xplore: Microwave Conference (APMC)*, Asia-Pacific, 2008, Pp. 1–4.
6. **Ahn K.-P., Ishikawa R., Honjo K.** Group delay equalized UWB InGaP/GaAs HBT MMIC amplifier using negative group delay circuits. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2009, Vol. 57, no. 9, Pp. 2139–2147.
7. **Ravelo B.** Baseband NGD circuit with RF amplifier. *Electronics Letters*, 2011, Vol. 47, Pp. 752–753.
8. **Das R., Zhang Q., Mukherjee J.** Synthesis of negative group delay using lossy coupling matrix. *arXiv:1708.02343 [physics.app-ph]*, 2017, Pp. 1–10.
9. **Barroso J.J., Oliveira J.E.B., Coutinho O.L., Hasar U.C.** Negative group velocity in resistive lossy lefthanded transmission lines. *IET Microw. Antennas Propag.*, 2017, Vol. 11, Iss. 15, Pp. 2235–2240.
10. **Wan F., Wang J., Ravelo B., Ge J., Li B.** Time-domain experimentation of NGD active RC-network cell. *IEEE Trans. Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2019, Vol. 66, no. 4, Pp. 562–566.
11. **Wan F., Gu T., Ravelo B., Li B., Cheng J., Yuan Q., Ge J.** Negative group delay theory of a four-port RC-network feedback operational amplifier. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, Pp. 75708–75720.
12. **Korotkov A.S.** *Mikroelektronnyye analogovyye filtry na preobrazovatelyakh impedansa [Microelectronic analog filters on impedance converters]*. St. Petersburg: Nauka Publ., 1999, 416 p. (rus)
13. **Filaretov V.V., Gorshkov K.S., Kurganov S.A., Nedorezov M.V.** Generalized parameter extraction method for symbolic analysis of analog circuits containing pathological elements. *Lect. Notes Electrical Eng.*, 2018, Vol. 479 (Pathological Elements in Analog Circuit Design), Pp. 31–70.
14. **Filaretov V., Gorshkov K.** Efficient generation of compact symbolic network functions in a nested rational form. *International Journal of Circuit Theory and Applications: Research articles*, 2020, no. 5, Pp. 1–25.
15. **Heinemann R.** PSPICE. *Einführung in die Elektroniksimulaton*. München/FRG: Carl Hanser Verlag, 2011, 400 p.

INFORMATION ABOUT AUTHORS / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Курганов Сергей Александрович
Sergey A. Kurganov
E-mail: sakurganov@mail.ru

Филаретов Владимир Валентинович
Vladimir V. Filaretov
E-mail: vvfil@mail.ru

Поступила: 03.03.2022; Одобрена: 23.05.2022; Принята: 30.05.2022.
Submitted: 03.03.2022; Approved: 23.05.2022; Accepted: 30.05.2022.