

Научная статья  
УДК 629.7.05; 519.876.5  
DOI: [10.34759/trd-2022-127-22](https://doi.org/10.34759/trd-2022-127-22)

## МЕТОДИКА ПОВЫШЕНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ РАБОТЫ НЕЛИНЕЙНОГО ЗВЕНА С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ ДЛЯ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОГО АКСЕЛЕРОМЕТРА

Михаил Алексеевич Ватутин<sup>1✉</sup>, Алексей Игоревич Ключников<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup>Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского,  
Санкт-Петербург, Россия

<sup>1</sup>[yka@mil.ru](mailto:yka@mil.ru)✉

**Аннотация.** Одним из способов повышения чувствительности серийных маятниковых акселерометров, в первую очередь – микромеханических, является обеспечение работы его чувствительного элемента (ЧЭ) в режиме автоколебаний путем введения в схему нелинейного звена (НЗ). Стабильность измерений, производимых акселерометром, определяется в частности стабильностью параметров НЗ. Обеспечить автоколебательный режим работы также можно, если в структурную схему ввести элемент запаздывания. Стабильность измерений, в этом случае, будет определяться стабильностью задания величины запаздывания. Обеспечить высокую стабильность временного интервала запаздывания можно путем применения цифровых технологий, в которых одну из основных позиций

занимает аналоговый компаратор. Предложенная методика позволяет повысить стабильность формирования момента наступления старт- и стоп-импульсов.

**Ключевые слова:** автоколебания, акселерометр, периодический режим, погрешность измерения ускорения, возмущение, датчики, компаратор, быстродействие, широкополосность, время установления

**Для цитирования:** Ватутин М.А., Ключников А.И. Методика повышения стабильности работы нелинейного звена с запаздыванием для автоколебательного акселерометра // Труды МАИ. 2022. № 127. DOI: [10.34759/trd-2022-127-22](https://doi.org/10.34759/trd-2022-127-22)

Original article

## A TECHNIQUE FOR INCREASING THE STABILITY OF THE NONLINEAR LINK WITH A DELAY FOR THE SELF-OSCILLATING ACCELEROMETER

Mikhail A. Vatutin<sup>1</sup>✉, Alexey I. Klyuchnikov<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup>Military space Academy named after A.F. Mozhaisky,

Saint Petersburg, Russia

<sup>1</sup>[vka@mil.ru](mailto:vka@mil.ru)✉

**Abstract.** The article presents the results of applying a scientific-methodological and circuit–engineering approach to the stability improving of acceleration measurements made by serial pendulum accelerometers, primarily micromechanical ones, as well as the results of studies on the stability increasing of the nonlinear link with lagging for the auto-oscillatory accelerometer. For the nonlinear link operation stability studying, its digital

implementation was selected, allowing utterly high operation stability ensuring of the digital part namely. Besides the digital part, an analog comparator is employed in the nonlinear link, which ensures the several orders of magnitude worse operation stability than this of the quartz oscillator. The results of the comparator response time mean-square deviation are presented for the case of its operation in the normal configuration and for the case of application of the amplifier being recommended. The authors show that the additional amplifier implementation reduces the mean-square deviation value of the comparator response time. The study was being conducted by the comparator switching process modeling. Recommendations on the additional amplifier circuitry are given. The article presents specifics of electronic components allowing eliminating comparator in principal, as radio electronic component, from the circuit. The obtained results may be applied to the stability increasing of the accelerometer conversion coefficient and, as the result, determining more accurately parameters of the spacecraft orbit autonomously under conditions of disturbance factors of the outer space.

**Keywords:** self-oscillations, accelerometer, periodic mode, acceleration measurement error, perturbation, sensors, comparator, speed, broadband, establishment time

**For citation:** Vatutin M.A., Klyuchnikov A.I. A technique for increasing the stability of the nonlinear link with a delay for the self-oscillating accelerometer. *Trudy MAI*, 2022, no. 127. DOI: [10.34759/trd-2022-127-22](https://doi.org/10.34759/trd-2022-127-22)

## **Введение**

В настоящее время, дальнейшему планомерному совершенствованию технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС-технологий) препятствует

осложнение геополитической обстановки. На предприятия ракетно-космической и авиационной отраслей нашей страны оказывается санкционное давление: существенно ограничен импорт электронных комплектующих, приостанавливается технологическое сотрудничество зарубежных и отечественных предприятий ракетно-космической и авиационной отрасли, становится невозможным применение целого ряда приборов и систем иностранного производства и т.д. При этом, в отечественной промышленности либо полностью отсутствует возможность производства аналогичных компонентов, устройств или технологий, либо они имеют ограниченные функциональные возможности и более низкие качественные характеристики по сравнению с иностранными [1,2].

Микромеханические акселерометры (МЭМС-акселерометры) находят все более широкое применение в ракетно-космической технике. При своих неоспоримых преимуществах – малых массогабаритных параметрах, высокой технологичности производства и малой стоимости, они имеют существенный недостаток – относительно невысокие стабильность и точностные параметры.

Одним из способов повышения точностных параметров и чувствительности МЭМС-акселерометра является обеспечение работы его чувствительного элемента в режиме автоколебаний [3,4]. Для обеспечения высокой стабильности измерений, производимых автоколебательным акселерометром, необходимо, чтобы каждый из элементов его усилительно-преобразовательного тракта обеспечивал высокую стабильность своей работы [5,6,7]. При этом, стабильность измерений, производимых акселерометром, в значительной степени определяется

стабильностью порогов срабатывания НЗ [5]. Выходной физической величиной, содержащей информацию о величине измеряемого ускорения, является временной интервал  $\tau$ . Известно [9], что временной интервал можно измерить с точностью, превышающей на 2-3 порядка точность, с которой можно измерить напряжение.

Обеспечить режим автоколебаний также можно, если в структурную схему ввести элемент запаздывания [6]. Стабильность измерений, в этом случае, будет определяться стабильностью задания величины запаздывания  $\tau$ . В нелинейном звене с запаздыванием в первую очередь это относится к формирователю старт-стопного импульса, выполненного на быстродействующем компараторе. Компаратор, при работе с аналоговым сигналом, поступающим с линейной части автоколебательного акселерометра, не в полной мере обеспечивает высокую стабильность формирования момента наступления старт- и стоп-импульсов, что не позволяет в полной мере реализовать высокие метрологические возможности, заложенные в автоколебательном режиме.

### Постановка задачи

Реальной информационной моделью [7] измерительной системы является зависимость вида

$$\mathbf{Y}(t) = F[\mathbf{X}(t), \xi(t), \mathbf{q}(\boldsymbol{\eta}(t), \boldsymbol{\theta}(t)), \mathbf{v}(t)], \quad (1)$$

где показаны матрицы-столбцы:  $\mathbf{X}(t)$ ,  $\mathbf{Y}(t)$  – соответственно входного и выходного сигналов;  $\xi(t)$  – возмущений входных сигналов;  $\boldsymbol{\eta}(t)$ ,  $\boldsymbol{\theta}(t)$  – помех, действующих

на параметры измерительной системы из-за несовершенства конструкции и технологии изготовления;  $\mathbf{v}(t)$  – внутренних помех и нестабильностей, возникающих внутри измерительной системы.

Математическая модель истинного значения измеряемой величины является следствием из выражения реальной информационной модели измерительного прибора

$$y(t) = F[x(t), \xi(t), \mathbf{q}(\boldsymbol{\eta}(t), \boldsymbol{\theta}(t)), \mathbf{v}(t)]. \quad (2)$$

Если допустить, что возмущающие факторы имеют фиксированные значения  $\xi_0, \boldsymbol{\eta}_0, \boldsymbol{\theta}_0, \mathbf{v}_0$ , то эта модель примет вид

$$y_0(t) = F[x(t), \xi_0, \mathbf{q}(\boldsymbol{\eta}_0, \boldsymbol{\theta}_0), \mathbf{v}_0], \quad (3)$$

а погрешностью измерения будет разность между выходным сигналом  $y(t)$  измерительного прибора и истинным значением  $y_0(t)$  измеряемой величины

$$\Delta(y_0(t)) = y(t) - y_0(t). \quad (4)$$

Рассматриваемая в статье методика повышения стабильности НЗ с запаздыванием относится к матрице-столбцу  $\mathbf{v}(t)$ , которая в реальном устройстве отражает стабильность срабатывания порогового устройства во временной области. Разложим в ряд Тейлора функцию (2) по переменной  $\mathbf{v}$  в окрестности  $\mathbf{v}_0$  и получим математическую модель погрешности измерительного прибора по параметру  $\mathbf{v}$

$$\Delta(y_{\mathbf{v}}) = \left( \frac{\partial F}{\partial \mathbf{v}} \right)_{\mathbf{v}=\mathbf{v}_0} \cdot \Delta \mathbf{v}. \quad (5)$$

Для обеспечения минимальной погрешности измерительного прибора по параметру  $v$ , погрешность  $\Delta(y_v)$  необходимо уменьшать.

Основной задачей, возлагаемой на нелинейное звено с запаздыванием, является формирование калиброванного временного интервала  $\tau_3$ . Стабильность срабатывания порогового элемента в большой степени определяет стабильность формирования этого калиброванного временного интервала.

Функциональная схема одного из вариантов цифрового устройства запаздывания (ЦУЗ) показана на рисунке 1 [6].

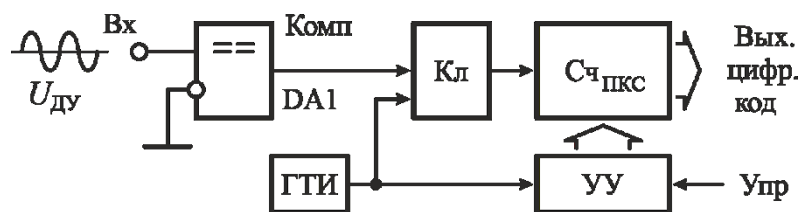


Рис. 1. Функциональная схема цифрового устройства запаздывания

На вход компаратора поступает сигнал с датчика угла  $U_{ду}$  автоколебательного акселерометра, по форме близким к синусоидальному сигналу. При срабатывании компаратора DA1 через ключ Кл на счетчик с переменным коэффициентом счета Сч<sub>ПКС</sub> будут поступать тактовые импульсы генератора ГТИ стабильной частоты. Интервал времени, через который на выходе счетчика появится сигнал, определяется значением тактовой частоты и коэффициентом пересчета счетчика. Общее время запаздывания в схеме состоит из времени срабатывания компаратора  $\tau_{зк}$  и времени запаздывания цифровой части устройства  $\tau_{зц}$ .

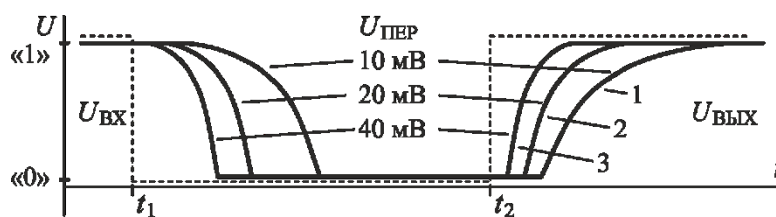
$$\tau_3 = \tau_{зк} + \tau_{зц}.$$

Стабильность также будет определяться стабильностью срабатывания компаратора и стабильностью тактового генератора.

$$\Delta(\tau_3) = \Delta(\tau_{3К}) + \Delta(\tau_{3Ц}).$$

*Стабильность тактового генератора.* Известно [10,11], что генераторы, стабилизированные кварцевым резонатором, обладают высокой стабильностью генерируемой частоты (временного интервала). Стабильность частоты кварцевых генераторов (КГ) от изменения температуры  $\delta_{\text{СР КГ}} = (\Delta(f_{\text{КГ}}) / ^\circ\text{C})$  составляет величину  $(1,0 \dots 10,0) \times 10^{-8}$  Гц/ $^\circ\text{C}$  или  $(1,0 \dots 10,0) \times 10^{-2}$  ppm, что на 2-3 порядка лучше стабильности задания величины источника опорного напряжения [12].

*Стабильность срабатывания компаратора.* Известно [13], что время срабатывания (время отклика) компаратора зависит от амплитуды сравниваемого сигнала. На рисунке 2 показаны типовые зависимости времени срабатывания компаратора  $t_{\text{СР}}$  от значения потенциала перепада входного сигнала  $U_{\text{ПЕР}}$ .



**Рис. 2.** Типовые зависимости времени срабатывания компаратора

Эти зависимости показывают, что при малых и изменяющихся в процессе работы амплитудах входного сигнала, время  $t_{\text{СР}}$  компаратора нестабильно.



### Анализ стабильности работы компаратора

Амплитуда непосредственно сигнала  $u_1$  автоколебательного акселерометра имеет значение в единицы вольт. Это значение (1...2 В), по отношению к минимально необходимой амплитуде (10...40 мВ), достаточно велико и, в первом приближении, должно обеспечивать минимальное и стабильное время отклика. Но, в общем виде, время срабатывания компаратора зависит не только от величины перепада входного сигнала, но и от скорости прохождения входным сигналом уровня опорного напряжения. На рисунке 3 показана форма сигнала на выходе линейного усилителя акселерометра – напряжения  $u_1 = U_{ДУ}$  (см. рисунок 1) – при разных значениях и знаке входного ускорения  $a_{ВХ}$ .

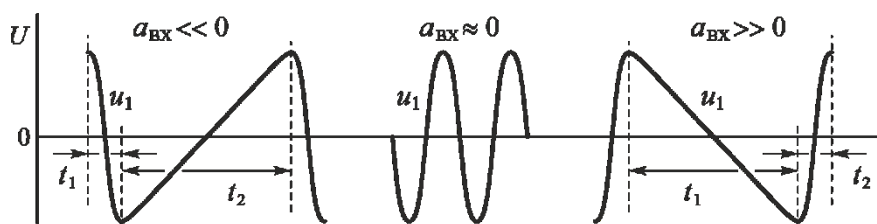
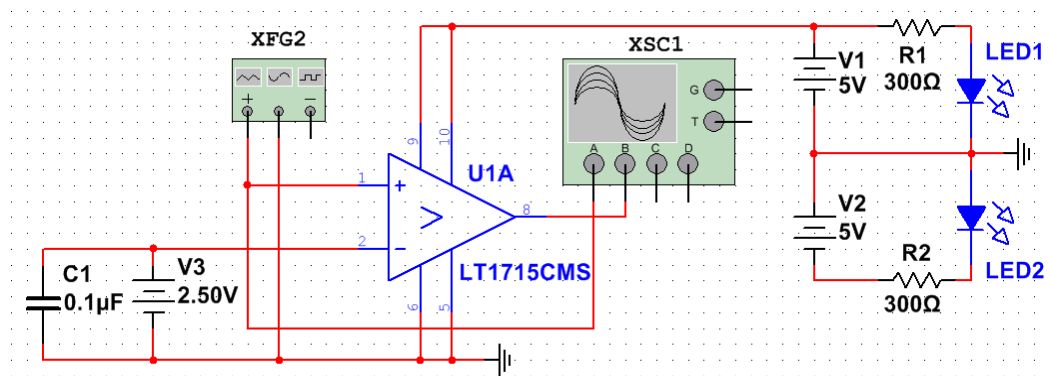


Рис. 3. Форма сигнала на выходе линейного усилителя акселерометра

Анализируя форму этого сигнала, можно увидеть, что сигнал  $u_1$ , при разных значениях  $a_{ВХ}$ , пересекает уровень опорного напряжения  $U_{ОП}$ , в котором происходит сравнение сигналов (в нашем случае:  $U_{ОП} = 0$ ), с разной скоростью  $V_A = du_1/dt$ . А скорость  $V_A$  является в большей степени эквивалентом амплитуды перепада входного напряжения и влияет на время отклика компаратора. Кроме того, изменение величины измеряемого ускорения влияет на значение скважности сигнала  $\gamma = t_1/T_0$ , где  $T_0 = (t_1+t_2)$ .

Было произведено моделирование работы быстродействующего компаратора LT1715 (Linear Technology) в моделирующем пакете Multisim. Время срабатывания этого компаратора при подаче входного сигнала прямоугольной формы амплитудой  $U_{ВХ} = 20$  мВ, в соответствии с его техническими характеристиками [14], производителем заявлено  $t_{СР} = 4$  нс.

В процессе моделирования оценивалось влияние скорости пересечения входным напряжением  $u_1$  уровня опорного напряжения  $U_{ОП}$  на время срабатывания компаратора. Схема испытаний показана на рисунке 4.



**Рис. 4.** Схема испытаний компаратора LT1715 в пакете Multisim

Все каскады компаратора питаются от напряжения  $U_{П} = +5$  В, а опорное напряжение –  $U_{ОП} = +2,5$  В. Генератор XFG2 генерирует сигнал треугольной формы амплитудой 1 В (от пика до пика – 2 В), что позволяет смоделировать необходимый сигнал с выхода акселерометра. Частота колебаний – 300 кГц, постоянная составляющая сигнала – 2,5 В. Наблюдение выходного сигнала и измерение времени срабатывания компаратора осуществлялось на четырехканальном осциллографе XSC1. Время  $t_1$  – время срабатывания компаратора при изменении входного сигнала от  $U_{ВХmin}$  до  $U_{ВХmax}$  (положительный перепад), а  $t_2$  – от  $U_{ВХmax}$  до

$U_{ВХmin}$  (отрицательный перепад). Для оценки результата бралась выборка из 12 последних измерений:  $i = 1...12$ . Данные моделирования для  $\gamma = 0,1$ ,  $\gamma = 0,5$  и  $\gamma = 0,9$  показаны в Таблице 1.

Таблица 1

	$\gamma = 0,1$		$\gamma = 0,5$		$\gamma = 0,9$	
	$t_1$	$t_2$	$t_1$	$t_2$	$t_1$	$t_2$
$\bar{t}$ , нс	7,26	6,08	10,21	5,73	15,56	4,34
$\sigma$ , нс	0,165	2,97	0,293	0,334	11,92	0,112

В таблице приедены: среднее значение соответствующего времени  $\bar{t}$  и среднее квадратичное отклонение (СКО) этого времени  $\sigma$ :

$$\bar{t} = (\sum t_i) / n, \quad \sigma = \sqrt{(\sum (\bar{t} - t_i)^2) / n}.$$

Из данных, показанных в таблице, видно, что при одинаковой скорости изменения входного сигнала, при скважности  $\gamma = 0,5$ , время срабатывания компаратора для положительного и отрицательного перепада разное: положительный – 10,21 нс; отрицательный – 5,73 нс. Разное время срабатывания можно объяснить особенностью внутренней схемотехники компаратора и параметрами входного сигнала.

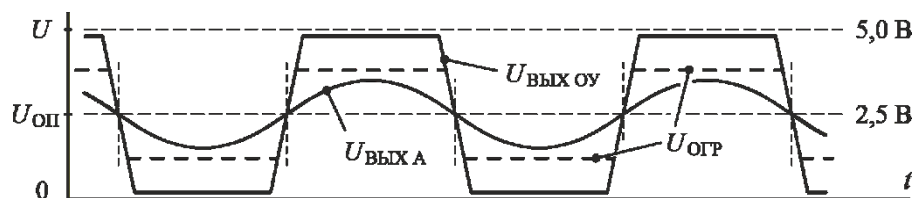
Исходя из некоторого типового значения тактовой частоты ГТИ равную 100 МГц, которую можно реализовать для современных МЭМС-акселерометров, можно увидеть, что период колебаний ГТИ ( $T_{ГТИ} = 10$  нс) в некоторых случаях меньше, чем СКО времени срабатывания компаратора ( $t_1 = 11,92$  нс при  $\gamma = 0,9$ ), что отрицательно сказывается на точности измерения временного интервала [7].

Нестабильное время срабатывания компаратора сказывается на стабильности измерений акселерометра. При типовом значении частоты автоколебаний МЭМС-акселерометра равным  $f_0 = 1$  кГц [7,8], его период будет равен  $T_0 = 1 \cdot 10^{-3}$  с. Тогда при изменении времени срабатывания компаратора на  $\Delta(t_{CP}) = 1$  нс относительная погрешность будет  $\delta_{CP} = \Delta(t_{CP})/T_0 = 1 \cdot 10^{-6}$ , а при  $\Delta(t_{CP}) = 10$  нс относительная погрешность будет  $\delta_{CP} = \Delta(t_{CP})/T_0 = 1 \cdot 10^{-5}$ . Эти значения нестабильности срабатывания компаратора находятся на уровне стабильности работы самых простых схем генераторов на кварцевом резонаторе [10,11].

Данные Таблицы 1 показывают, что время срабатывания компаратора изменяется в зависимости от скважности сигнала. Так время  $t_1$  изменяется более чем в 2 раза, а время  $t_2$  – более чем 1,4 раза. Кроме того, временные интервалы  $t_2$  (для  $\gamma = 0,1$ ) и  $t_1$  (для  $\gamma = 0,9$ ) обладают высоким значением СКО, что говорит о их низкой стабильности, а относительная погрешность  $\delta_{CP} = \Delta(t_{CP})/T_0 > 10 \cdot 10^{-6}$ .

### **Повышение стабильности работы компаратора**

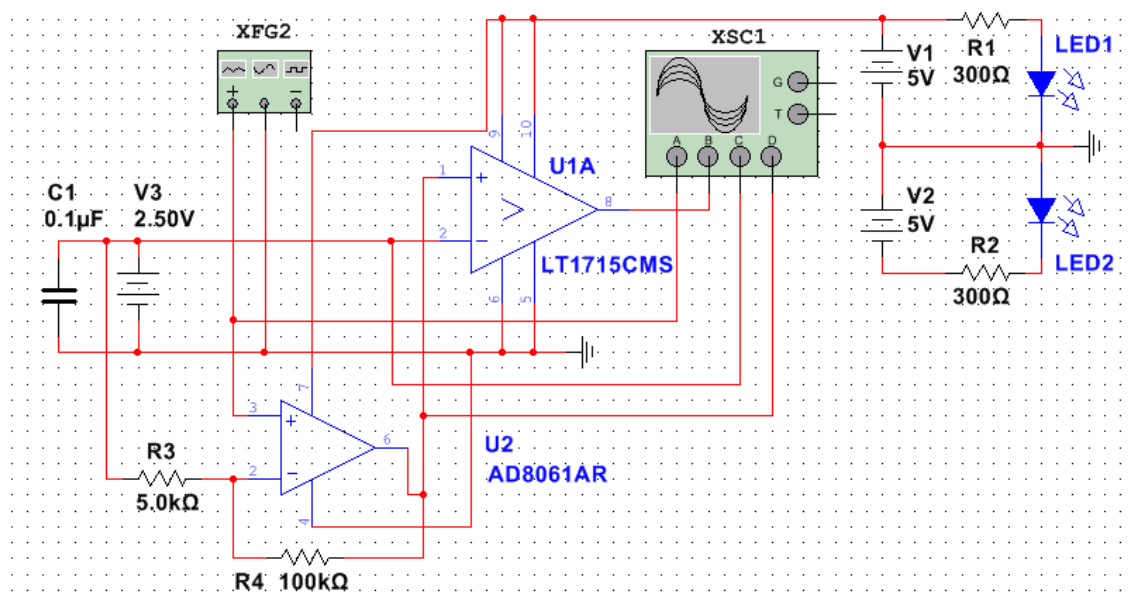
Для повышения стабильности работы нелинейного звена автоколебательного акселерометра предлагается повысить скорость прохождения сравниваемого сигнала через потенциал опорного напряжения. Для этого на входе компаратора необходимо установить дополнительный широкополосный усилитель-ограничитель. Дополнительное усиление с коэффициентом  $K_{Доп}$  исходного сигнала линейной части автоколебательного акселерометра пропорционально повысит скорость прохождения сигнала на входе компаратора в  $K_{Доп}$  раз, как это схематично показано на рисунке 5, и снизит время переключения компаратора и его СКО.



**Рис. 5.** Повышение скорости прохождения сигнала на входе компаратора

Выходной сигнал акселерометра  $U_{\text{ВЫХ А}}$  изменяется симметрично относительно опорного напряжения  $U_{\text{ОП}} = 2,5$  В. Этот сигнал усиливается усилителем и ограничивается на уровне:  $0 \leq U_{\text{ВЫХ ОУ}} \leq 5,0$  В.

Для моделирования в качестве усилителя-ограничителя был выбран быстродействующий ОУ AD8061 (Analog Device) [15]:  $f_T = 300$  МГц;  $V = 650$  В/мкс;  $U_{\text{П}} = 5$  В. Схема исследований модернизированной схемы компаратора показана на рисунке 6.



**Рис. 6.** Схема исследований модернизированной схемы компаратора

Данные моделирования показаны в Таблице 2. Результаты моделирования показывают, что высказанное предположение о снижении разброса времени срабатывания компаратора и повышения стабильности его работы, в целом

подтверждаются. Среднее время  $\bar{t}$  уже изменяется в значительно более узких пределах.

Таблица 2

	$\gamma = 0,1$		$\gamma = 0,5$		$\gamma = 0,9$	
	$t_1$	$t_2$	$t_1$	$t_2$	$t_1$	$t_2$
$\bar{t}$ , нс	6,74	6,15	6,34	6,03	6,09	5,97
$\sigma$ , нс	0,1814	0,3422	0,3180	0,4462	0,3837	0,2116

Основными (критичными) параметрами операционного усилителя для разрабатываемой схемы являются:

- высокая скорость нарастания выходного сигнала ( $V_{\text{ВЫХ ОУ}}$ );
- широкая полоса пропускания ( $f_T$ );
- малое время восстановления ( $t_B$ ).

Примем исходные значения этих параметров.

Скорость нарастания выходного сигнала: перепад напряжения на выходе ОУ возьмем равным величине напряжения питания –  $dU_{\text{ВЫХ ОУ}} = 5,0$  В; время, за которое этот сигнал нарастает, возьмем типовое значение задержки быстродействующих КМОП ИМС –  $dt = 2,0$  нс. Из этого следует, что  $V_{\text{ВЫХ ОУ}} = 2500$  В/мкс – значение большое, но в некоторых быстродействующих ОУ достижимое.

Предельная частота ОУ в первом приближении равна  $f_T = 0,25(1/dt) = 125$  МГц.

Но на этой частоте ОУ для напряжения питания 5,0 В должен обеспечивать

амплитуду сигнала  $U_{\text{ВЫХ ОУ}} = U_{\text{ОП}} \pm 2,5 \text{ В}$ , что является значительной величиной и требует применения широкополосного ОУ.

Для обеспечения более плавного и мягкого ограничения формируемого сигнала в цепь обратной связи необходимо включить ограничивающие быстродействующие диоды VD1...VD4, как показано на рисунке 7,а.

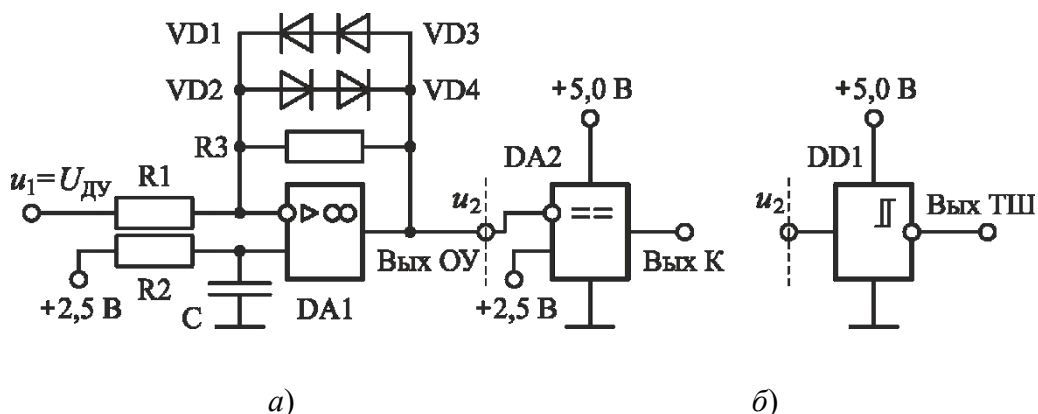


Рисунок 7. Схема ограничителя с диодами в цепи обратной связи ОУ

Это означает, что рабочий диапазон выходного напряжения ОУ в схеме будет ограничен на уровне  $U_{\text{ОГР}} = U_{\text{ОП}} \pm (0,5...0,7)$  вольт, если использовать только диоды VD1, VD2 (см. рис. 5), или на уровне  $U_{\text{ОГР}} = U_{\text{ОП}} \pm (1,0...1,2)$  вольт, если использовать все диоды (VD1...VD4). Хорошие результаты работы ограничителя можно получить, если применить диоды Шоттки.

Необходимо заметить, что в современных быстродействующих цифровых ИМС входной каскад построен с применением триггера Шмитта, что предназначено для более четкого срабатывания логических элементов при работе от внешних устройств. Ширина петли гистерезиса таких триггеров Шмитта находится на уровне десятков-сотен милливольт со средним значением опорного напряжения равным  $U_{\text{ОП}} \approx U_{\text{П}}/2 = 2,5$  вольт. В этом случае, вместо компаратора, как элемента

утратившего свою значимость, можно использовать непосредственно ИМС триггера Шмитта, как показано на рисунке 7,б., и исключить из схемы компаратор.

Применение ограничительных диодов в цепи обратной связи ОУ позволяет:

- уменьшить время фронта выходного сигнала ОУ за счет уменьшения величины перепада выходного напряжения или, в противоположность, снизить требования к быстродействию ОУ;

- снизить время восстановления ОУ до минимума, так как все каскады ОУ теперь все время находятся в линейном режиме и при переключении не затрачивается время на выход транзисторов из отсечки и насыщения.

Данные моделирования для коэффициента усиления  $K_U = 10$  ( $R_1 = 500$  Ом,  $R_2 = 5,0$  кОм), диоды – 1N4149, показаны в Таблице 3.

Таблица 3

	$\gamma = 0,1$		$\gamma = 0,5$		$\gamma = 0,9$	
	$t_1$	$t_2$	$t_1$	$t_2$	$t_1$	$t_2$
$\bar{t}$ , нс	6,79	7,08	7,24	6,61	6,28	6,69
$\sigma$ , нс	0,8399	0,6951	0,7125	0,6779	0,3538	0,4782

Увеличение коэффициента усиления широкополосного усилителя-ограничителя повышает крутизну прохождения значения опорного напряжения.

Данные моделирования для коэффициента усиления  $K_U = 100$  ( $R_1 = 50$  Ом,  $R_2 = 5,0$  кОм) показаны в Таблице 4.



Результаты моделирования, приведенные в таблице 4, показывают, что включение дополнительного широкополосного усилителя-ограничителя на входе компаратора, повышают стабильность переключения компаратора в среднем на один-два порядка. Окончательные результаты можно получить на натурном эксперименте с использованием реальных радиоэлементов, так как на результат будет влиять не только параметры непосредственно ИМС компаратора, но и параметры остальных радиоэлементов, способ монтажа радиоэлементов, разводка печатной платы и др. [16].

Таблица 4

	$\gamma = 0,1$		$\gamma = 0,5$		$\gamma = 0,9$	
	$t_1$	$t_2$	$t_1$	$t_2$	$t_1$	$t_2$
$\bar{t}$ , нс	6,16	5,90	6,09	6,05	5,95	5,96
$\sigma$ , нс	0,2531	0,2404	0,2458	0,2398	0,1701	0,1763

В работах [17,18,19,20] рассмотрены модели, архитектура и схемотехника отечественных быстродействующих ОУ. Научно-производственным предприятием “Пульсар” (г. Москва), выпускается ряд быстродействующих ОУ серии 1432 с питанием от источника напряжения +5 вольт – от 1432УД1 до 1432УД27. В ряду этих ИМС есть ОУ среднего быстродействия ( $f_T = (100...200)$  МГц;  $V = (100...300)$  В/мкс), высокого быстродействия ( $f_T = (200...800)$  МГц;  $V = (300...900)$  В/мкс) и сверхвысокого быстродействия ( $f_T = 1000$  МГц;  $V = 3200$  В/мкс).

## Заклучение

Повысить стабильность срабатывания компаратора можно путем включения между линейной частью акселерометра и компаратором дополнительного широкополосного усилителя-ограничителя.

Эта мера позволяет повысить скорость прохождения напряжения сравниваемого сигнала через напряжение опорного сигнала, и, тем самым, повысить стабильность работы элемента запаздывания. Так СКО времени срабатывания компаратора в предлагаемой схеме (II) относительно исходной схемы (I) значительно снижено, что показано в таблице 5.

Таблица 5

	$\gamma = 0,1$		$\gamma = 0,5$		$\gamma = 0,9$	
	$t_1$	$t_2$	$t_1$	$t_2$	$t_1$	$t_2$
$\sigma$ , нс (I)	0,165	2,97	0,293	0,334	11,92	0,112
$\sigma$ , нс (II)	0,1814	0,3422	0,3180	0,4462	0,3837	0,2116

Значительное влияние на стабильность формирования временного интервала оказывает окончательный выбор типа ОУ и компаратора, а также – расположение и разводка проводников печатной платы.

Рассмотренная методика позволяет в целом повысить стабильность работы нелинейного звена – снизить разброс СКО в один-два порядка (0,165...2,97 нс для  $\gamma = 0,1$  и 11,92...0,112 нс для  $\gamma = 0,9$ ) до разброса СКО на 0,1...0,2 нс (нижняя

строчка таблицы 5) и, тем самым, улучшить метрологические параметры работы автоколебательного акселерометра.

### **Список источников**

1. Корнилов А.В., Корчагин К.С., Лосев В.В. Разработка алгоритмов комплексной измерительной навигационной системы авиационного применения на отечественной элементной базе // Труды МАИ. 2021. № 117. URL: <https://mai.ru/publications/index.php?ID=156235>. DOI: [10.34759/TRD-2021-117-09](https://doi.org/10.34759/TRD-2021-117-09)
2. Ермаков П.Г., Гоголев А.А. Сравнительный анализ схем комплексирования информации бесплатформенных инерциальных навигационных систем беспилотных летательных аппаратов // Труды МАИ. 2021. № 117. URL: <https://mai.ru/publications/index.php?ID=156253>. DOI: [10.34759/trd-2021-117-11](https://doi.org/10.34759/trd-2021-117-11)
3. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975. – 767 с.
4. Лучко С.В., Ватутин М.А. Компенсационный акселерометр в режиме автоколебаний // Известия ВУЗов. Приборостроение. 2005. Т. 48. № 6. С. 62.
5. Лучко С.В., Балувев С.Ю., Ватутин М.А., Кузьмичев Ю.А., Ключников А.И., Ефимов В.П. Точностные параметры нелинейного звена для автоколебательного акселерометра // Известия ВУЗов. Приборостроение. 2013. Т. 56. № 12. С. 43-46.
6. Ватутин М.А. Нелинейное звено с запаздыванием для автоколебательного акселерометра // Известия ВУЗов. Приборостроение. 2014. Т. 57. № 7. С. 51-54.

7. Буянкин М.П., Ватутин М.А., Кузьмичев Ю.А., Трофимов И.А. Имитационная модель интеллектуального акселерометра // Труды Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского. 2017. № 657. С. 87-96.
8. Буянкин М.П., Ватутин М.А., Ключников А.И. Адаптация маятникового акселерометра компенсационного типа к возмущающим факторам космического пространства // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2020. № 1. С. 55-59. DOI: [10.25586/RNU.V9187.20.01.P.055](https://doi.org/10.25586/RNU.V9187.20.01.P.055)
9. Слепова С.В. Основы теории точности измерительных приборов. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2008. – 192 с.
10. Котюков А., Никонов А., Заславский А., Иванов Ю. Особенности применения кварцевых генераторов с высокой температурной стабильностью // Электронные компоненты. 2020. № 8. С. 54-57.
11. Никонов А., Иванов Ю. Новейшие кварцевые генераторы с высокой кратковременной стабильностью и особенности их применения // Современная электроника. 2022. № 5. С. 36-40.
12. Пушкарев М. Интегральные источники опорного напряжения // Компоненты и технологии. 2007. № 6. С. 71-76.
13. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. - М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2005. – 528 с.
14. LT1715. Dual Comparator with Independent Input/Output Supplies (4 ns, 150 MHz). URL: <https://static.chipdip.ru/lib/696/DOC011696220.pdf>

15. Low Cost, 300 MHz, Rail-to-Rail Amplifiers AD8061/AD8062/AD8063. URL: <https://www.compel.ru/series/AD/AD8061>
16. Попов С. Разработка печатных плат высокоскоростных цифровых схем средствами САПР Delta Desine // Современная электроника. 2020. № 9. С. 64-69.
17. Волович Г. Современные модели интегральных операционных усилителей // Современная электроника. 2006. № 2. С. 10-17.
18. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей: монография. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – 231 с.
19. Савченко Е.М. Высокоскоростные операционные усилители с токовой обратной связью и высоким уровнем динамической точности. Автореф. Дисс.....канд. техн. наук. Москва, НПП «Пульсар», 2011. – 160 с.
20. Штрапенин Г. Операционные усилители – проблема выбора // Компоненты и технологии. 2013. № 9. С. 34-39.

## References

1. Kornilov A.V., Korchagin K.S., Losev V.V. *Trudy MAI*, 2021, no. 117. URL: <https://mai.ru/publications/index.php?ID=156235>. DOI: [10.34759/TRD-2021-117-09](https://doi.org/10.34759/TRD-2021-117-09)
2. Ermakov P.G., Gogolev A.A. *Trudy MAI*, 2021, no. 117. URL: <https://mai.ru/publications/index.php?ID=156253>. DOI: [10.34759/trd-2021-117-11](https://doi.org/10.34759/trd-2021-117-11)
3. Besekerskii V.A., Popov E.P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya* (Theory of automatic control systems), Moscow, Nauka, 1975, 767 p.

4. Luchko S.V., Vatutin M.A. *Izvestiya VUZov. Priborostroenie*, 2005, vol. 48, no. 6, pp. 62.
5. Luchko S.V., Baluev S.Yu., Vatutin M.A., Kuz'michev Yu.A., Klyuchnikov A.I., Efimov V.P. *Izvestiya VUZov. Priborostroenie*, 2013, vol. 56, no. 12, pp. 43-46.
6. Vatutin M.A. *Izvestiya VUZov. Priborostroenie*, 2014, vol. 57, no. 7, pp. 51-54.
7. Buyankin M.P., Vatutin M.A., Kuz'michev Yu.A., Trofimov I.A. *Trudy Voennokosmicheskoi akademii im. A.F. Mozhaiskogo*, 2017, no. 657, pp. 87-96.
8. Buyankin M.P., Vatutin M.A., Klyuchnikov A.I. *Vestnik Rossiiskogo novogo universiteta. Seriya: Slozhnye sistemy: modeli, analiz i upravlenie*, 2020, no. 1, pp. 55-59.  
DOI: [10.25586/RNU.V9187.20.01.P.055](https://doi.org/10.25586/RNU.V9187.20.01.P.055)
9. Slepova S.V. *Osnovy teorii tochnosti izmeritel'nykh priborov* (Fundamentals of the theory of accuracy of measuring instruments, Chelyabinsk, Izd-vo YuUrGU, 2008, 192 p.
10. Kotyukov A., Nikonov A., Zaslavsky A., Ivanov Yu. *Elektronnyye komponenty*, 2020, no. 8, pp. 54-57.
11. Nikonov A., Ivanov Yu. *Sovremennaya elektronika*, 2022, no. 5, pp. 36-40.
12. Pushkarev M. *Komponenty i tekhnologii*, 2007, no. 6, pp. 71-76.
13. Volovich G.I. *Skhemotekhnika analogovykh i analogo-tsifrovyykh elektronnykh ustroystv* (Circuit design of analog and analog-digital electronic devices), Moscow, Izdatel'skii dom "Dodeka-XXI", 2005, 528 p.
14. *LT1715. Dual Comparator with Independent Input/Output Supplies (4 ns, 150 MHz)*.  
URL: <https://static.chipdip.ru/lib/696/DOC011696220.pdf>
15. *Low Cost, 300 MHz, Rail-to-Rail Amplifiers AD8061/AD8062/AD8063*. URL: <https://www.compel.ru/series/AD/AD8061>

16. Popov S. *Sovremennaya elektronika*, 2020, no. 9, pp. 64-69.
17. Volovich G. *Sovremennaya elektronika*, 2006, no. 2, pp. 10-17.
18. Prokopenko N.N., Budyakov A.S. *Arkhitektura i skhemotekhnika bystrodeistvuyushchikh operatsionnykh usilitelei* (Architecture and circuitry of high-speed operational amplifiers), Shakhty, Izd-vo YuRGUES, 2006, 231 p.
19. Savchenko E.M. *Vysokoskorostnye operatsionnye usiliteli s tokovoi obratnoi svyaz'yu i vysokim urovnem dinamicheskoi tochnosti* (High-speed operational amplifiers with current feedback and a high level of dynamic accuracy). Abstract of the dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, Moscow, NPP Pulsar, 2011, 160 p.
20. Shtrapein G. *Komponenty i tekhnologii*, 2013, no. 9, pp. 34-39.

Статья поступила в редакцию 28.10.2022

Статья после доработки 30.10.2022

Одобрена после рецензирования 14.11.2022

Принята к публикации 26.12.2022

The article was submitted on 28.10.2022; approved after reviewing on 14.11.2022; accepted for publication on 26.12.2022