

МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

УДК 531.768

А.А. Грязев

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ¹ МИКРОДАТЧИКА

Арзамасский политехнический институт (филиал) НГТУ им. Р.Е. Алексева

Рассмотрено моделирование схемы емкостного преобразователя перемещений с целью анализа её работы. Даны рекомендации по выбору некоторых параметров, влияющих на выходной сигнал.

Ключевые слова: моделирование, емкостной преобразователь перемещений, микромеханические датчики.

В настоящее время накоплен большой опыт в разработке и применении схемотехнических решений для выработки сигналов микромеханических датчиков. Существенным препятствием на этом пути являются крайне малые размеры первичных преобразователей. Наиболее простые и технологичные емкостные преобразователи, вследствие малости размеров, обладают небольшой емкостью, что усложняет измерение.

Моделирование синтезированных схем позволяет, при небольших затратах времени (в сравнении с изготовлением и испытаниями макета), проанализировать их работу, найти основные влияющие параметры и подобрать оптимальные значения для них.

1. Описание работы схемы

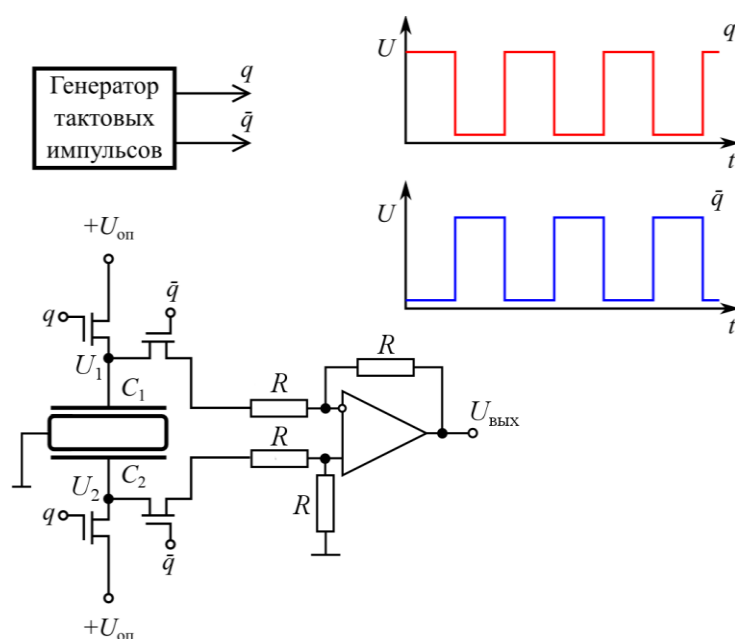


Рис. 1. К описанию принципа работы преобразователя

¹ Автор признателен А.Н. Долгову за ценное обсуждение содержания статьи.
© Грязев А.А., 2015.

В работе [1] был приведён синтез схемы ёмкостного преобразователя перемещений для микромеханических датчиков. Работа данной схемы (рис. 1) основывается на измерении разности величин измерительных емкостей C_1 и C_2 , зависящих от изменения зазора между электродами:

$$C_i = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S}{h_0 \pm \Delta h},$$

где C_i – емкость i -го конденсатора; ε – диэлектрическая проницаемость среды; ε_0 – диэлектрическая постоянная; S – площадь обкладок; h_0 – начальный зазор между обкладками емкостного датчика; Δh – изменение зазора при перемещении центральной обкладки.

Величина разности измерительных ёмкостей в этом случае составит:

$$\Delta C = C_1 - C_2 = \varepsilon \varepsilon_0 S \frac{2\Delta h}{h_0^2 - \Delta h^2}.$$

При этом на выходе электрометрического вычитателя имеем сигнал, изображенный на рис. 2 и описываемый следующим выражением:

$$U_{\text{раз}}(t) = U_{\text{он}} \left(e^{-\frac{t}{RC_1}} - e^{-\frac{t}{RC_2}} \right),$$

величина максимума (минимума для «отрицательного» положения подвижного электрода) которого зависит от разности измерительных емкостей. Следует отметить, что время наблюдения максимума (минимума) зависит от значений сопротивлений R , через которые идёт разряд измерительных конденсаторов C_1 и C_2 на входы вычитателя, и их суммарной ёмкости $C_1 + C_2$, но не зависит от их разности.

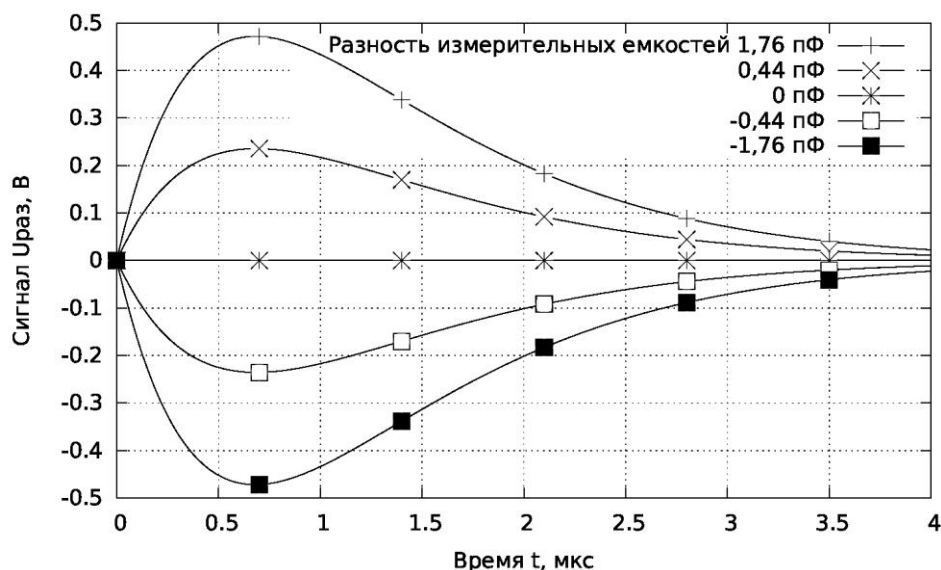


Рис. 2. Теоретический сигнал на выходе электрометрического вычитателя при номинале сопротивления $R = 100$ кОм

Выходной сигнал данного преобразователя описывается следующим выражением:

$$U_{\text{вых}}(\Delta C) = U_{\text{он}} \frac{\Delta C}{C_1} \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^{\frac{C_2}{\Delta C}}.$$

2. Моделирование преобразователя

Моделирование работы схемы проводится в программе NGSPICE, часто используемой при разработке интегральных схем и печатных плат для анализа их поведения.

В качестве электрометрического вычитателя используется обычный дифференциальный усилитель, построенный на макромоделе операционного усилителя общего назначения LM358 [2], уменьшающей время моделирования без потери точности. В связи с тем, что зависимость выходного сигнала от перемещения центрального электрода имеет нелинейность (около одного процента при перемещении электрода на 10% от величины начального зазора), для уменьшения нелинейности применим в датчике силовую компенсацию, в этом случае изменение емкостей составит не более одного процента от номинального значения.

При моделировании рассмотрим изменение выходного сигнала в зависимости от разности измерительных емкостей, а также влияние величины сопротивления резисторов R (на входах дифференциального усилителя) на выходной сигнал.

Преобразователь перемещений разрабатывается для уже существующего макета интегрального датчика линейных ускорений, ёмкость каждого из измерительных конденсаторов которого известна и составляет 6,88 пФ. Полоса пропускания частот синусоидального сигнала с единичным усилением применённого усилителя 1 МГц [3]. При таком малом значении емкостей, и для того, чтобы не происходило их разряда для усилителя мгновенно, необходимо задать значение сопротивления R порядка сотен килоом. В таком случае время разряда измерительного конденсатора до одного процента составит:

$$t_{\text{раз}} = 5RC = 3,44\text{м},44.$$

Время заряда от источника опорного напряжения ничтожно мало в сравнении со временем разряда, так как сопротивление ключей составляет несколько десятков Ом. С учётом изложенного, зададим период колебаний генератора тактовых импульсов в шесть микросекунд.

Далее приведено описание схемы в программе NGSPICE. Отметим, что схема генератора тактовых импульсов здесь не представлена — вместо этого заданы импульсные сигналы Vtg1 и Vtg2.

* Component Definitions

C1 2 0 6.88p *Величины измерительных

C2 3 0 6.88p *ёмкостей

R1 5 7 100K

R2 6 8 100K

R3 7 0 100K

R4 8 9 100K

S1 1 2 11 0 switch1 OFF

S2 1 3 11 0 switch1 OFF

S3 2 5 22 0 switch1 ON

S4 3 6 22 0 switch1 ON

Vop 1 0 DC 5

Vpm vm 0 DC -5V

Vpp vp 0 DC 5V

*Сигнал на выходе генератора тактовых импульсов

Vtg1 11 0 dc=0 pulse(0 5 0 10p 10p 2.4u 6u)

Vtg2 22 0 dc=0 pulse(0 5 2.4u 10p 10p 3.6u 6u)

XU1 7 8 9 vp vm T4221

.model switch1 sw vt=4.5 ron=80 roff=1T

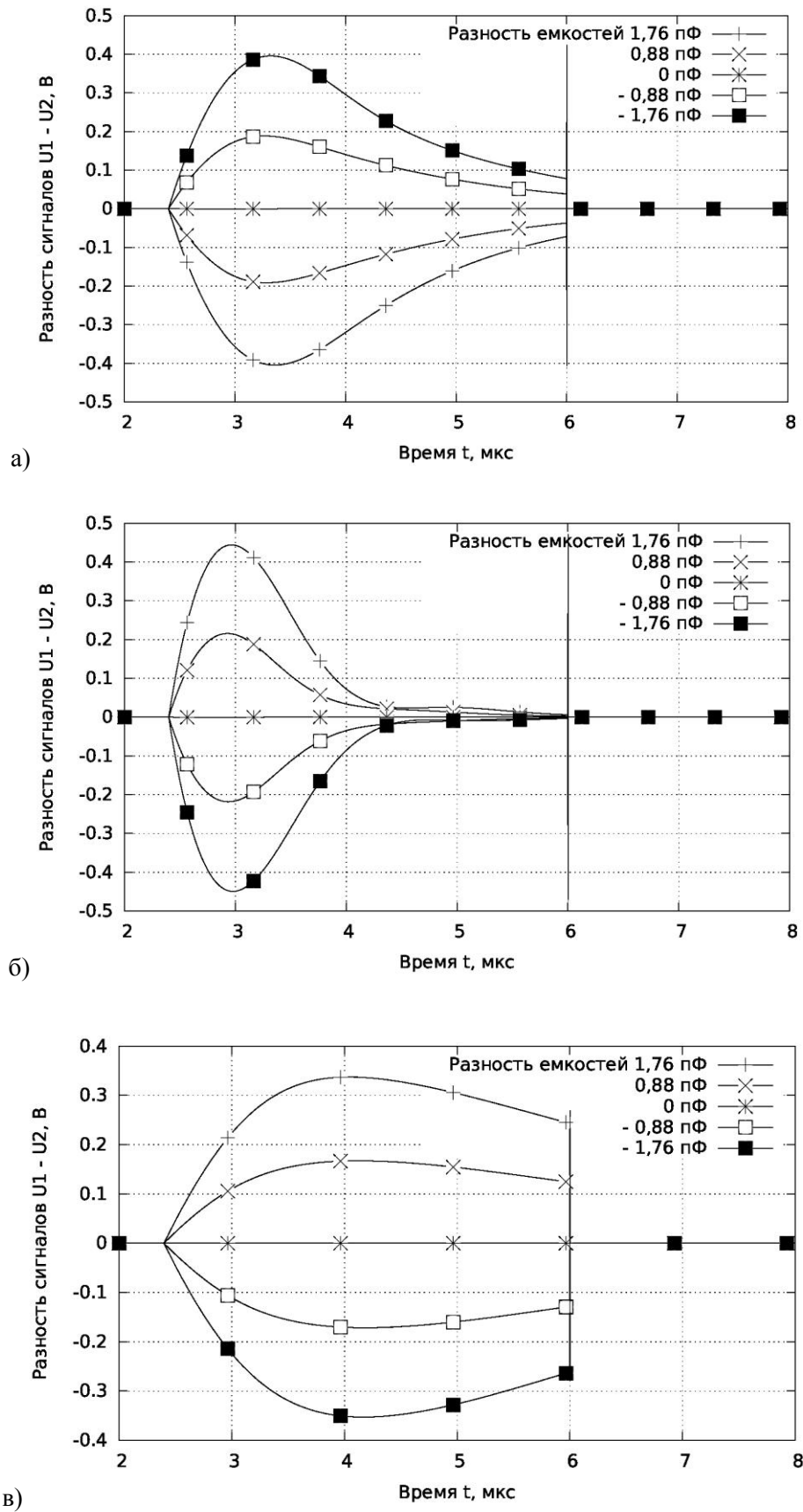
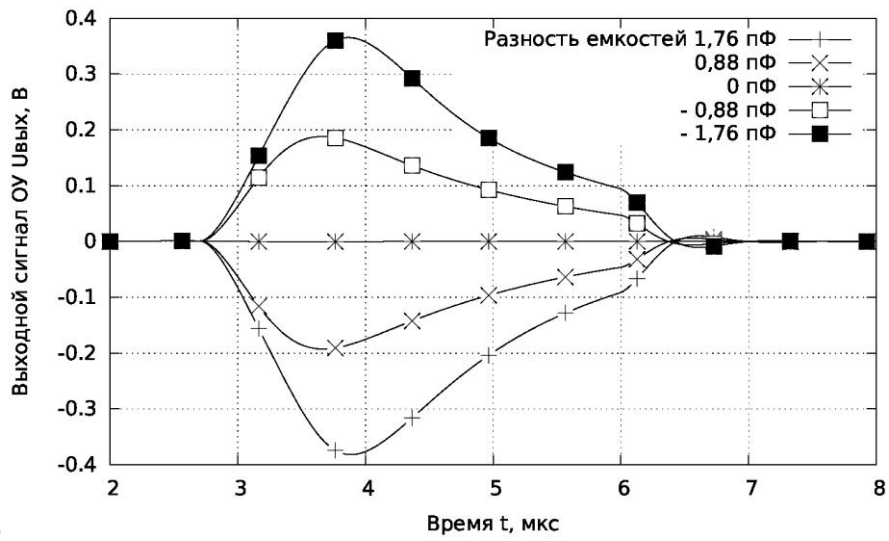
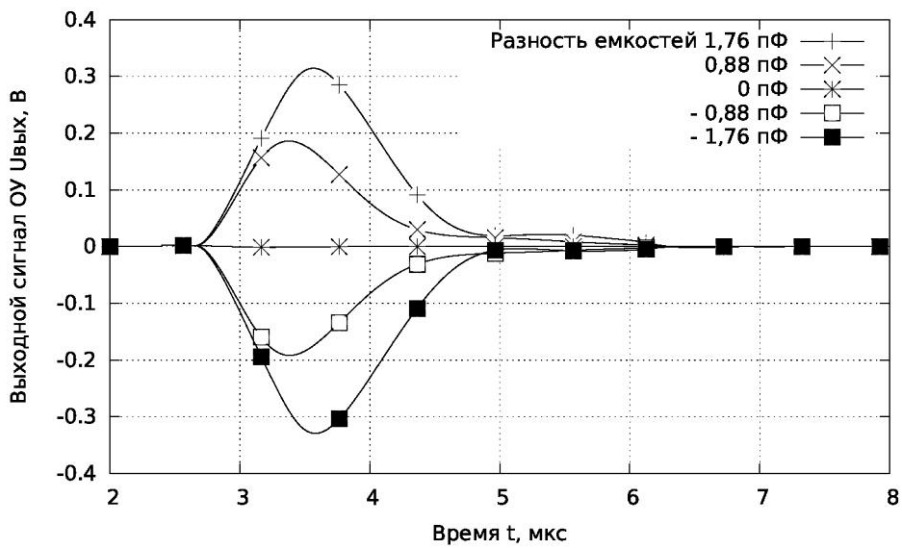


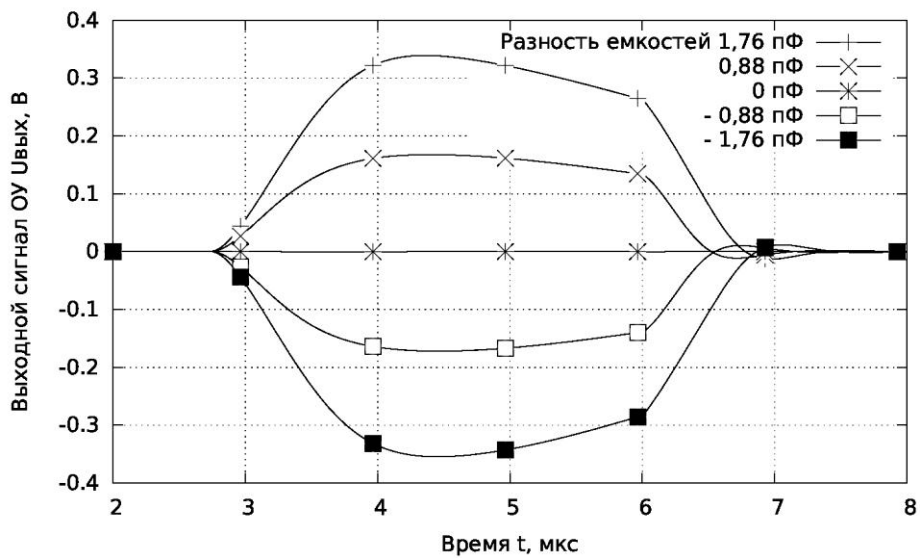
Рис. 3. Результат моделирования, разность напряжений на измерительных конденсаторах при сопротивлении:
 а – $R = 100$ кОм; б – $R = 50$ кОм; в – $R = 200$ кОм



а)



б)



в)

Рис. 4. Результат моделирования, выходной сигнал дифференциального усилителя при величине сопротивления:

a – $R = 100 \text{ кОм}$; *б* – $R = 50 \text{ кОм}$; *в* – $R = 200 \text{ кОм}$

3. Результаты моделирования

Результаты анализа работы схемы отражаются графиками (рис. 3 и 4). На рис. 3 представлена разность напряжений разряда $U_1(t) - U_2(t)$ измерительных емкостей. Они совпадают с результатами теоретических расчетов (рис. 2). Однако следует отметить, что величина сопротивления R влияет на максимум и, чем она меньше, тем выше наблюдаемый пик. Так, при сопротивлении R , равном пятидесяти килоомам, значение пика для максимальной исследуемой разности емкостей равно 444 мВ. Для R номиналом в сто и двести килоом величина пиков составила 395 и 337 мВ соответственно.

На рис. 4 представлены графики сигнала, получаемого на выходе дифференциального усилителя. На них видно, что усилитель не обеспечивает достаточную скорость усиления входного сигнала, и при значении R 50 кОм пик уменьшен усилителем на 29 % и составляет 314 мВ. В случае применения сопротивления в 100 кОм сигнал ослабляется на 7,6 % и составляет 365 мВ. Однако следует отметить, что при применении сопротивления R номиналом 200 кОм происходит незначительное усиление амплитуды пика – всего лишь на 0,5 %, и составляет 339 мВ.

Заключение

Результаты моделирования (рис. 3) совпадают с результатами теоретических расчетов (рис. 2). Вследствие неидеальности используемого операционного усилителя, полученный сигнал ослаблен по сравнению с исходным, кроме случая использования сопротивлений номиналом в 200 кОм. Данный недостаток возможно устранить использованием операционных усилителей с большей полосой пропускания частот; а также необходим оптимальный выбор номиналов сопротивлений для обеспечения максимально возможной крутизны статической характеристики.

Библиографический список

1. Грязев, А.А. Емкостной преобразователь микромеханических датчиков // Приволжский научный вестник. 2014. № 12 (3).
2. Лозицкий, С. Эволюция SPICE-совместимых макромоделей операционных усилителей: Ч. 1 // Современная электроника, 2009. №4. С. 58–67.
3. Texas Instruments, LMX58-N Low-Power, Dual-Operational Amplifiers URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm158-n.pdf> (дата обращения 20.11.2013)

Дата поступления
в редакцию 28.01.2015

A. A. GRYAZEV

MODELLING THE DISPLACEMENT CONVERTOR OF MICROSENSOR

Arzamasskiy polytechnic institute (branch) NGTU n.a. R.E. Alexeev

Purpose Research and analysis of the capacitive displacement convertor.

Design/methodology/approach The article in question dwells on analyzing the work of the capacitive displacement converter. In order to carry out the analysis the circuit of the modelling of the capacitive displacement converter is analyzed. The mixed-level and mixed-signal circuit simulator ngspice was used as a tool of modelling.

Findings The result of the modelling are presented graphically. The diagram contains the signals which occur at the leaving the differential amplifier and the difference between the discharge voltage of measuring capacitors.

Research limitations/implications The use of the circuit simulator for research and analysis produces a result which completely coincides with the theoretical calculations.

Originality/value After analyzing the results of the modelling of the displacement convertor the recommendations for the selection of its preferable characteristics were established.

Key words: modelling, capacitive displacement convertor, micromechanical sensors.