

Д.Ю. Денисенко, Н.Н. Прокопенко, Ю.И. Иванов, Д.В. Кузнецов

**ДИСКРЕТНО-АНАЛОГОВЫЙ ФИЛЬТР ВТОРОГО ПОРЯДКА
НА ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ КОНДЕНСАТОРАХ С ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ
ПОЛЮСА ЦИФРОВЫМ ПОТЕНЦИОМЕТРОМ**

Разработан и исследован дискретно-аналоговый фильтр второго порядка на двух частото- задающих конденсаторах. Предлагаемая схема содержит два входа (In_LPF_HPF , In_BPF_NPF) и четыре выхода (Out_LPF , Out_BPF , Out_HPF , Out_NPF). Тип фильтра (числитель передаточной функции) определяется путем подключения к соответствующему входу схемы источника сигнала и съема сигнала с соответствующего выхода. Затухание полюса зависит от сопротивления одного резистора $R5$, который не влияет на другие параметры. Поэтому затухание полюса может перестраиваться с помощью этого резистора. Для установления коэффициента передачи в полосе пропускания на заданном уровне в ФНЧ и ФВЧ целесообразно использовать резистор $R1$, а для ПФ и РФ – резистор $R2$. Изменение данных резисторов не будет вызывать изменения других параметров схемы фильтра. Установлено, что частота полюса зависит от сопротивления резистора $R8$ или цифрового потенциометра $K_{dp}(K_f)$, коэффициент передачи которого может изменяться путем изменения двоичного цифрового кода K_f , подаваемого на его управляющие входы, а остальные параметры звена фильтра от них не зависят, поэтому путем изменения сопротивления этого резистора или коэффициента передачи цифрового потенциометра частота полюса может перестраиваться в широком диапазоне при сохранении других параметров. Компьютерное моделирование исследуемого дискретно-аналогового фильтра выполнено в среде Micro-Cap. Приведены последовательности импульсов, управляющих электронными ключами. Показаны графики выходных напряжений на выходах схемы (Out_LPF , Out_BPF , Out_HPF , Out_NPF). Применение цифрового потенциометра в схеме фильтра крайне перспективно при построении адаптивных систем обработки сигналов.

Операционный усилитель; частотозадающий конденсатор; перестройка частоты полюса; цифровой потенциометр; компьютерное моделирование; MicroCap.

D.Yu. Denisenko, N.N. Prokopenko, Y.I. Ivanov, D.V. Kuznetsov

**DISCRETE-ANALOGUE FILTER OF THE SECOND ORDER ON SWITCHED
CAPACITORS WITH TUNING OF POLE FREQUENCY BY DIGITAL
POTENTIOMETER**

A discrete-analogue filter of the second order on two frequency-switching capacitors is developed and investigated. The proposed circuit contains two inputs (In_LPF_HPF , In_BPF_NPF) and four outputs (Out_LPF , Out_BPF , Out_HPF , Out_NPF). The filter type (numerator of the transfer function) is determined by connecting a signal source to the corresponding input of the circuit and taking a signal from the corresponding output. The pole attenuation depends on the resistance of a single resistor $R5$, which does not affect the other parameters. Therefore, the pole attenuation can be tuned using this resistor. To set the passband gain at a given level, it is appropriate to use resistor $R1$ in the LPF and HPF, and resistor $R2$ for the BPF and NPF. Changing these resistors will not cause changes in other parameters of the filter circuit. It is established that the pole frequency depends on the resistance of the resistor $R8$ or digital potentiometer $K_{dp}(K_f)$, the transmission coefficient of which can be changed by changing the binary digital code K_f , fed to its control inputs, and the other parameters of the filter link do not depend on them, so by changing the resistance of this resistor or the transmission coefficient of the digital potentiometer the pole frequency can be tuned in a wide range while preserving other parameters. Computer modelling of the investigated discrete-analogue filter is performed in Micro-Cap environment. The sequences of pulses controlling electronic keys are given. Graphs of output voltages at the circuit outputs (Out_LPF , Out_BPF , Out_HPF , Out_NPF) are shown. The application of a digital potentiometer in the filter circuit is extremely promising in the construction of adaptive signal processing systems.

Operational amplifier; frequency reference capacitor; pole frequency tuning; digital potentiometer; computer modeling; MicroCap.

Введение. Дискретно-аналоговые фильтры на переключаемых конденсаторах (ДАФ) [1-3], выпускаемые ведущими микроэлектронными фирмами мира, в т.ч. Texas Instruments (США), Maxim (США), CYPRESS (США), Analog Devices (США) и др., дают существенный выигрыш (в сравнении с классическими цифровыми и аналоговыми фильтрами) [4-6] по габаритам, статическому токопотреблению, стоимости, точности, функциональности и являются эффективным средством построения цепей частотной селекции и обработки аналоговых сигналов в науке и технике [7-9].

На рис. 1 приведена схема известного дискретно-аналогового фильтра на переключаемых конденсаторах [10]. Данный ДАФ (рис. 1) имеет только два выхода и обеспечивает по выходу (Out_LPF) устройства характеристики низкочастотного фильтра (ФНЧ, LPF), а по выходу (Out_BPF) – характеристики полосового фильтра (ПФ, BPF). При этом известная схема не работает как фильтр высоких частот (ФВЧ, HPF) и режекторный фильтр (РФ, NPF). Это ограничивает области её практического использования, не позволяет создавать более универсальные микросхемы фильтров с четырьмя разными выходами (Out_LPF, Out_BPF, Out_HPF, Out_NPF) [11-13]. Кроме того, известный дискретно-аналоговый фильтр не обеспечивает цифровую перестройку частот полюса [14-18].

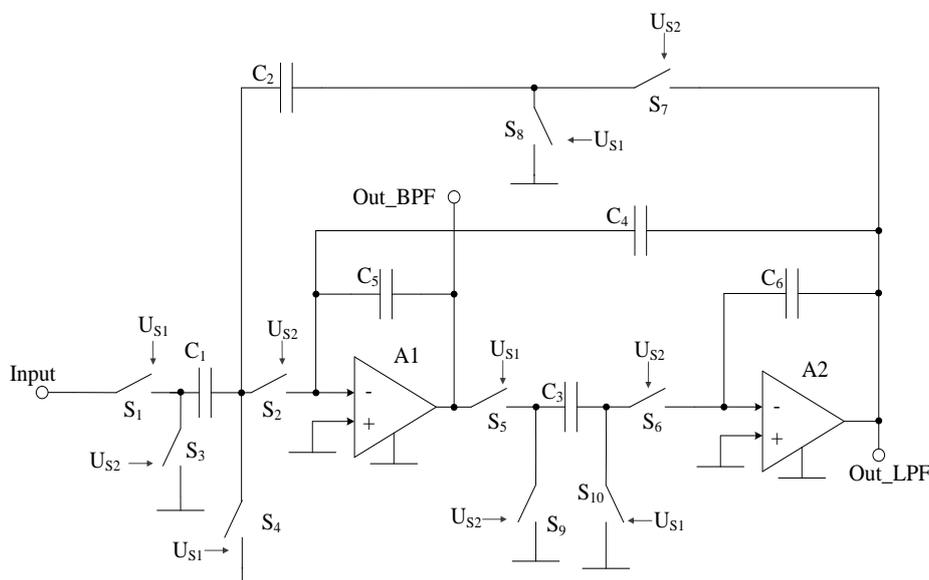


Рис. 1. Схема известного дискретно-аналогового фильтра на переключаемых конденсаторах [10]

Основная цель и новизна статьи состоит в разработке и исследовании новой схемы дискретно-аналогового фильтра второго порядка и четырьмя выходами на двух частотоподающих конденсаторах, с перестройкой частоты полюса цифровым потенциометром [16].

Дискретно-аналоговый фильтр второго порядка на двух частотоподающих конденсаторах. На рис. 2 показана схема нового ДАФ с четырьмя выходами [19].

Дискретно-аналоговый фильтр второго порядка (рис. 2), благодаря новым элементам и связям между ними реализует не только характеристики ФНЧ (LPF) и ПФ (BPF), но и характеристики фильтра высоких частот (ФВЧ, HPF) и режекторного фильтра (РФ, NPF). Кроме того, в новой схеме [19] обеспечивается возможность цифровой перестройки частот полюса за счёт применения цифрового потенциометра, что крайне перспективно при построении адаптивных систем обработки сигналов.

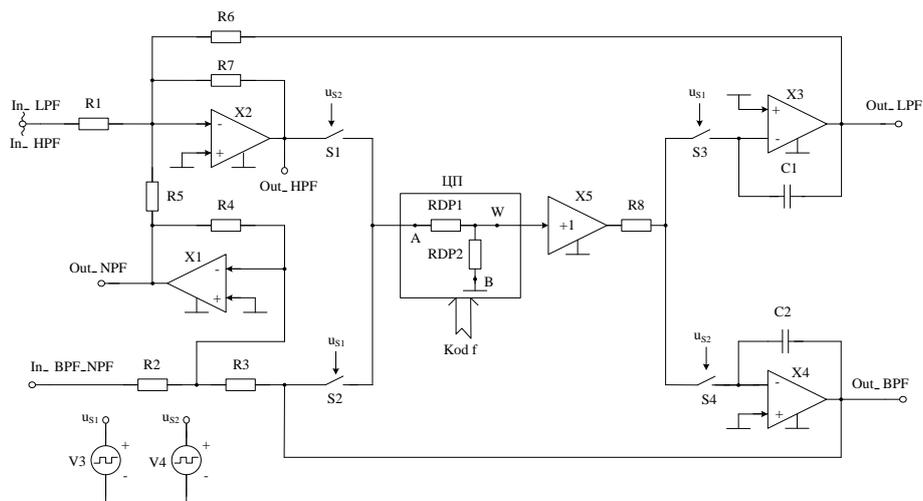


Рис. 2. Схема нового дискретно-аналогового фильтра [19]

Основные уравнения дискретно-аналогового фильтра второго порядка при двух частотоподающих конденсаторах. При частоте переключения электронных ключей S1, S2, S3, S4, намного превышающей частоту полюса фильтра второго порядка, его свойства можно описать передаточной функцией [19]

$$W(p) = M \frac{\alpha_2 p^2 + \alpha_1 p \omega_p d_p + \alpha_0 \omega_p^2}{p^2 + p \omega_p d_p + \omega_p^2}, \quad (1)$$

причем наличие коэффициентов α_i (принимающих логические значения равные 0 и 1) в числителе передаточной функции определяют тип фильтра. У ФНЧ $\alpha_2 = \alpha_1 = 0$, ФВЧ $\alpha_1 = \alpha_0 = 0$, ПФ $\alpha_2 = \alpha_0 = 0$ и у РФ $\alpha_1 = 0$, остальные, соответственно, равны 1.

В формуле (1) приняты следующие обозначения: M – коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания, ω_p – частота полюса, d_p – затухание полюса.

В результате анализа схемы на рис. 2 были найдены следующие формулы, связывающие коэффициенты передаточной функции с параметрами элементов:

- ♦ для частоты полюса

$$\omega_p = \frac{K_{dp}(K_f) \sqrt{\tau_1 \tau_2}}{R_8 T} \sqrt{\frac{R_7}{R_6} \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2}}}, \quad (2)$$

- ♦ для затухания полюса

$$d_p = \frac{R_4 R_7}{R_3 R_5} \sqrt{\frac{R_6}{R_7}} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}, \quad (3)$$

где T – период переключения электронных ключей, τ_1 – время замкнутого состояния электронных ключей S1 и S4, τ_2 – время замкнутого состояния электронных ключей S2 и S3 в течение периода переключения, $f_s = 1/T$ – частота переключения, $K_{dp}(K_f)$ – коэффициент передачи цифрового потенциометра, C1, C2 – ёмкости конденсаторов C1, C2.

Независимо от типа фильтра параметры знаменателей их передаточных функций не изменяются, поэтому выражения (2) и (3) справедливы для всех типов фильтров, реализуемых звеном.

Для ФНЧ входом является (In_LPF), а выходом (Out_LPF). Коэффициент передачи ФНЧ в полосе пропускания (на нулевой частоте)

$$M = -\frac{R_6}{R_1}, \quad (4)$$

а на частоте полюса

$$M_{\omega_p} = -\frac{R_6 R_3 R_5}{R_1 R_4 R_7} \sqrt{\frac{R_7}{R_6}} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}. \quad (5)$$

Для ФВЧ входом является (In_NPF), а выходом (Out_NPF). Коэффициент передачи ФВЧ в полосе пропускания (на большой частоте)

$$M = -\frac{R_6}{R_1}, \quad (6)$$

а на частоте полюса

$$M_{\omega_p} = -\frac{R_6 R_3 R_5}{R_1 R_4 R_7} \sqrt{\frac{R_7}{R_6}} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}. \quad (7)$$

Для ПФ входом является (In_BPF), а выходом (Out_BPF). Коэффициент передачи ПФ в полосе пропускания равен коэффициенту передачи на частоте полюса

$$M = M_{\omega_p} = -\frac{R_3}{R_2}. \quad (8)$$

Для РФ входом является (In_NPF), а выходом (Out_NPF). Коэффициент передачи РФ в двух полосах пропускания на нулевой и большой частотах равны между собой и определяются одной формулой

$$M = -\frac{R_4}{R_2}, \quad (9)$$

а на частоте полюса – равен нулю, т.е. $M_{\omega_p} = 0$.

При проектировании схемы фильтра удобно выбирать следующие параметры его элементов: $C_1 = C_2 = C$, $\tau_1 = \tau_2 = \tau$, $R_6 = R_7$, $R_3 = R_4$. В этом случае формулы для нахождения частоты (2) и затухания (3) полюса упрощаются:

$$\omega_p = K_{dp}(K_f) \frac{\tau}{T} \frac{1}{R_8 C}, \quad (10)$$

$$d_p = \frac{R_7}{R_5}. \quad (11)$$

Анализ приведенных выше формул показывает, что частота полюса зависит от сопротивления резистора R_8 и коэффициента передачи цифрового потенциометра $K_{dp}(K_f)$, коэффициент передачи которого может изменяться путем изменения двоичного цифрового кода K_f , подаваемого на его управляющие входы, а остальные параметры звена фильтра от них не зависят, поэтому путем изменения сопротивления этого резистора или коэффициента передачи цифрового потенциометра частота полюса может перестраиваться в широком диапазоне при сохранении других параметров. При проектировании фильтров высокого порядка в некоторых звеньях второго порядка требуется реализовать большую добротность, при этом затухание в фильтре должно быть меньше единицы, но оно всегда должно быть больше нуля, поэтому при реализации фильтров с их устойчивостью не возникает проблем.

Компьютерное моделирование дискретно-аналогового фильтра второго порядка на двух частотозадающих конденсаторах. На рис. 3 представлена схема нового фильтра рис. 2 [19] для моделирования в среде Micro-Cap [20].

В соответствии с последовательностью управляющих импульсов, показанной на рис. 4, в схеме в течение периода переключения ключей, равном 1 мкс, сначала одновременно замыкаются ключи S3 и S4, а затем S1 и S2. Причем время замкнутого состояния ключей за период выбрано равным 0,45 мкс, и не должно превышать половины периода $T/2$.

С учетом указанных на схеме рис. 3 параметров элементов и параметров управляющих импульсов на рис. 5, а также выше приведенных формул, частота полюса равна $f_p = 10000$ Гц, которая находится из соотношения

$$f_p = \omega_p / 2\pi. \quad (12)$$

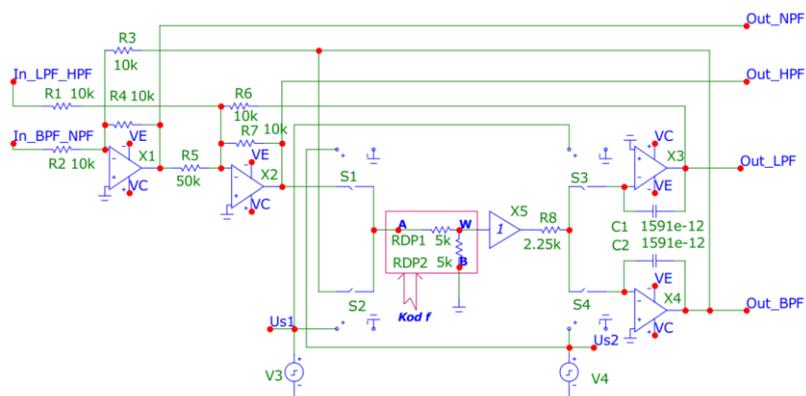


Рис. 3. Схема ДАФ (рис. 2) для моделирования в среде Micro-Cap

На рис. 4 показаны последовательности импульсов, управляющих электронными ключами в схеме рис. 3.

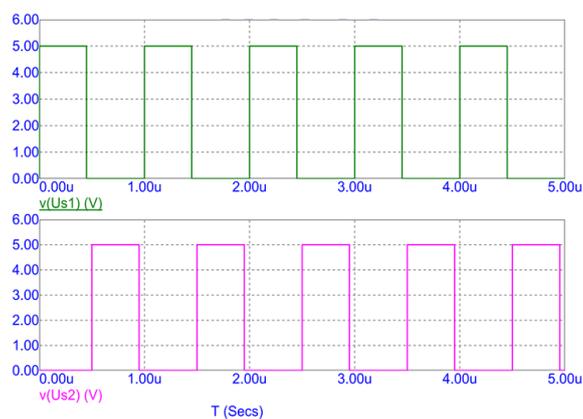


Рис. 4. Последовательности импульсов для управления электронными ключами

На рис. 5 показаны графики выходных напряжений на выходах схемы (Out_HPF) и (Out_LPF) при подключении источника сигнала к входу (In_LPF_HPF) с амплитудой 1В и частотой 10000 Гц.

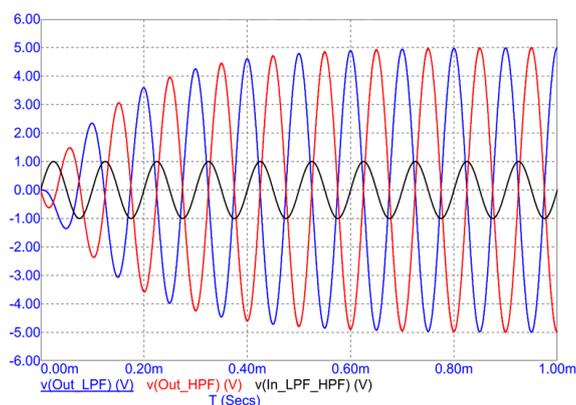


Рис. 5. Графики выходных напряжений на выходах схемы (Out_HPF) и (Out_LPF) при подключении источника сигнала к входу (In_LPF_HPF) с амплитудой 1В и частотой 10000 Гц

Из анализа графиков на рис. 5 следует, что коэффициенты передач схемы на частоте полюса равны 5, это подтверждается и формулами (3), (5) и (7), которые показывают, что при выбранных параметрах элементов затухание полюса равно $d_p=0,2$, а коэффициенты передач для обоих выходов ФНЧ и ФВЧ на частоте полюса $M_{\omega_p} = 5$.

На рис. 6 показаны аналогичные графики при частотах входного сигнала в 10 раз ниже и выше частоты полюса. Из анализа графиков, приведенных на рис. 6 следует, что с уменьшением частоты входного сигнала коэффициент передачи ФНЧ стремится к единице, а у ФВЧ значительно уменьшается, а на более высоких частотах наоборот, коэффициент передачи ФВЧ стремится к единице, а у ФВЧ значительно уменьшается.

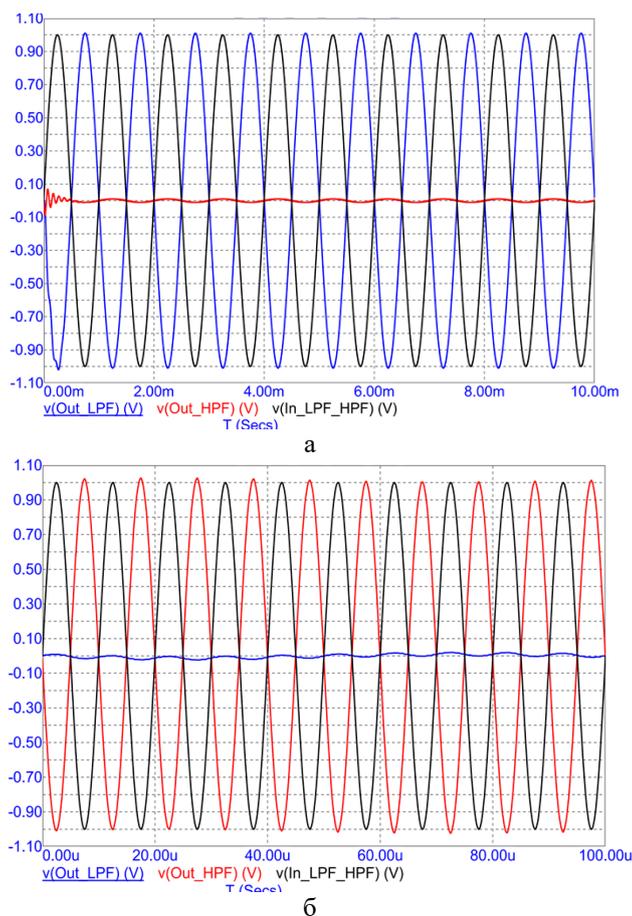


Рис. 6. Графики выходных напряжений на выходах (Out_HPF , Out_LPF) при частотах входного сигнала в 10 раз ниже (а) и выше (б) частоты полюса

На рис. 7 показаны графики выходных напряжений на выходах схемы (Out_BPF) и (Out_NPF) при подключении источника сигнала ко входу (In_BPF_NPF) с амплитудой 1В и частотой 10000 Гц.

Анализ графиков выходных напряжений на рис. 7 показывает, что коэффициент передачи ПФ на частоте полюса равен единице, а РФ – близок к нулю, что подтверждается также расчетными формулами для этих выходов, приведенных выше.

На рис. 8 показаны аналогичные графики при частоте ниже частоты полюса и выше частоты полюса в 10 раз соответственно. Анализ графиков на рис. 8 показывает, что при уменьшении и увеличении частоты входного сигнала коэффициенты передач РФ стремятся к единице, а у ПФ значительно уменьшаются, что соответствует формулам (8) и (9).

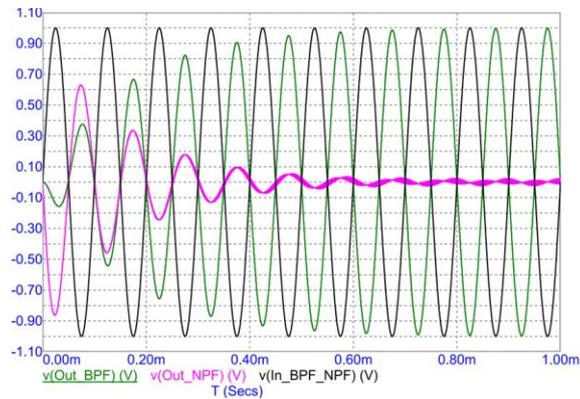
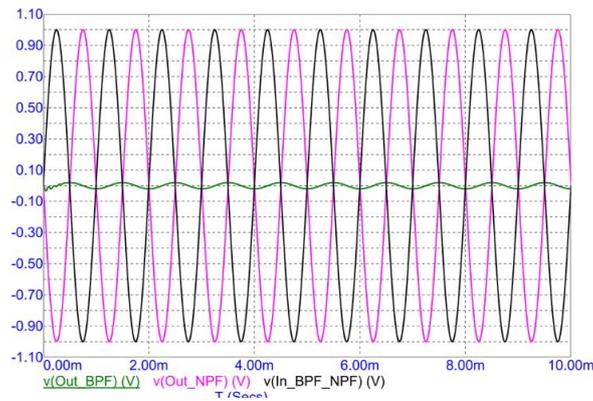
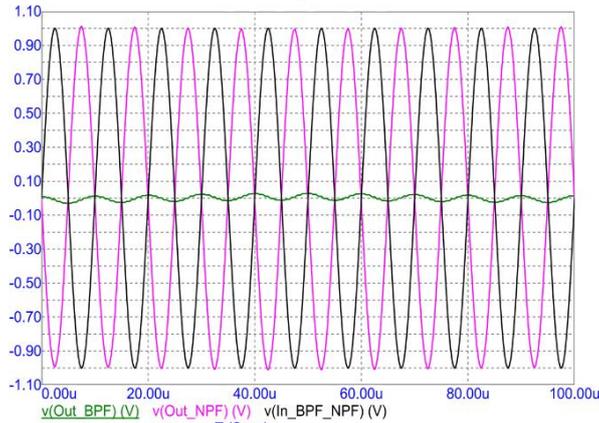


Рис. 7. Графики выходных напряжений на выходах схемы (Out_BPF) и (Out_NPF) при подключении источника сигнала к входу (In_BPF_NPF) с амплитудой 1В и частотой 10000 Гц



а



б

Рис. 8. Графики выходных напряжений на выходах схемы (Out_BPF , Out_NPF) при частоте ниже (а) и выше (б) частоты полюса в 10 раз

Все вышеприведенные графики выходных напряжений получены при коэффициенте передаче цифрового потенциометра K_{dp} равном 0.5, при котором фильтром реализуется частота полюса 10000 Гц.

В предлагаемой схеме частота полюса может перестраиваться путем изменения коэффициента передачи цифрового потенциометра. В качестве примера на рис. 9 показаны графики выходных напряжений схемы при K_{dp} равном 0.25, что соответствует частоте полюса равной 5000 Гц.

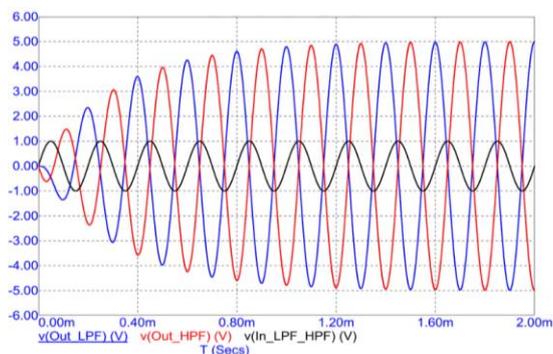


Рис. 9. Графики выходных напряжений схемы при K_{dp} равном 0.25, что соответствует частоте полюса равной 5000 Гц

Анализ графиков на рис. 9 показывает, что их характер повторяет характер графиков на рис. 5, что подтверждает возможность перестройки частоты полюса в схеме путем изменения коэффициента передачи цифрового потенциометра без изменения других параметров схемы.

На рис. 10 приведены результаты моделирования схемы рис. 3 в среде Micro-Cap – выходное напряжение ФНЧ (Out_LPF) с частотой входного сигнала 100000 Гц (рис. 6,б) в увеличенном масштабе.

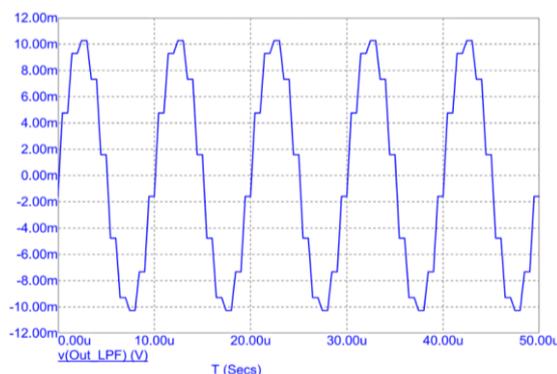


Рис. 10. Выходное напряжение ФНЧ (Out_LPF) с частотой входного сигнала 100000 Гц (рис. 7) в увеличенном масштабе

Заключение. Разработан и исследован дискретно-аналоговый фильтр второго порядка на двух частотоподающих конденсаторах с перестройкой частоты полюса цифровым потенциометром. Затухание полюса зависит от сопротивления резистора R5, который не влияет на другие параметры. Поэтому затухание полюса может перестраиваться с помощью этого резистора. Из анализа формул для коэффициента передачи в полосе пропускания следует, что для его установления на заданном уровне в ФНЧ и ФВЧ целесообразно использовать резистор R1, а для ПФ и РФ – резистор R2. Изменение данных резисторов не будет вызывать изменения других параметров - частоты и затухания полюса.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 23-79-10023, <https://rscf.ru/project/23-79-10023/>).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Yadav P.K., Vemuganti H.P. and Biswal M.* A Seven-Level Switched Capacitor-Based RSC-MLI Topology with Suppressed Inrush Currents for Grid-Connected Applications // 2023 5th International Conference on Power, Control & Embedded Systems (ICPCES), Allahabad, India, 2023. – P. 1-6. – doi: 10.1109/ICPCES57104.2023.10075773.
2. *Sánchez-Sinencio E.* Analog filter design: Current design techniques and trends // 2017 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), Austin, TX. – 2017. – P. 1-76.
3. *Rezaei F. and Salem L. G.* A 94.7-dB Dynamic Range Fully Passive Switched-Capacitor Low-pass Filter with Enhanced Selectivity and Passive Gain // 2024 IEEE European Solid-State Electronics Research Conference (ESSERC), Bruges, Belgium, 2024. – P. 277-280. – doi: 10.1109/ESSERC62670.2024.10719589.
4. *Schmid H., Huber A.* Analysis of switched-capacitor circuits using driving-point signal-flow graphs // *Analog Integr Circ Sig Process.* – 2018. – 96. – P. 495-507.
5. *Pawlowski P., Dlugosz R., Radkowski M., Wąty M. and Dąbrowski A.* Analog, Programmable Switched Capacitor FIR Filter Based on Rotator Architecture Implemented in CMOS Technology // 2023 Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications (SPA), Poznan, Poland, 2023. – P. 201-206. – doi: 10.23919/SPA59660.2023.10274431.
6. *Temes Gabor & Moon Un-Ku & Allstot David.* Switched-Capacitor Circuits [Education] // *IEEE Circuits and Systems Magazine.* – 2022. – 21. – P. 40-42. – doi: 10.1109/MCAS.2021.3118195.
7. *Santos D.O., Sousa R., Cardoso R., Carvalho E.A. N and Freire R. C. S.* A Low-Frequency Sinusoidal Voltage Controlled Oscillator Based on Switched Capacitor Filters // 2024 8th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT), Joao Pessoa, Brazil, 2024. – P. 1-6. – doi: 10.1109/INSCIT62583.2024.10693381.
8. *Alpaydin G., Erten G., Balkir S. and Dundar G.* Synthesis of switched capacitor filters in a multi-level optimization environment // *Proceedings of the Third International Workshop on Design of Mixed-Mode Integrated Circuits and Applications (Cat. No. 99EX303).* – 1999. – P. 175-178.
9. *Verreault A., Cicek P.-V. and Robichaud A.* A Rail-to-Rail Low-Power Dynamic CMOS Amplifier for Switched-Capacitor Filters in High-Performance ADC // 2024 IEEE 67th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Springfield, MA, USA, 2024. – P. 1230-1234. – doi: 10.1109/MWSCAS60917.2024.10658861.
10. *Dri E., Peretti G. & Romero E.* A built-in self-test for analog reconfigurable filters implemented in a mixed-signal configurable processor // *Analog Integr Circ Sig Process.* – 2022. – 112. – P. 355-365. – <https://doi.org/10.1007/s10470-022-02055-6>.
11. *Lei L. and Chen Z.* Analysis and Optimization of Parasitics-Induced Peak Frequency Shift in Gain-Boosted N-Path Switched-Capacitor Bandpass Filter // *IEEE Solid-State Circuits Letters.* – 2024. – Vol. 7. – P. 339-342. – doi: 10.1109/LSSC.2024.3488001P.
12. *Kaya K., Ozanoglu K., Kahya Y.P. and Dundar G.* Programmable Switched-Capacitor Filter Design Tool for Biomedical Signal Acquisition // 2023 19th International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD), Funchal, Portugal, 2023. – P. 1-4. – doi: 10.1109/SMACD58065.2023.10192182.
13. *Sewell J.I. and Loomes D.* Switched-capacitor filters for FPGA implementation: tools and designs // *IEE Colloquium on Digital and Analogue Filters and Filtering Systems (Digest No. 1996/238), London, UK, 1996.* – P. 5/1-5/7. – doi: 10.1049/ic:19961266.
14. *Kopanski J., Wiechowski L., Siwiec K. and Pleskacz W. A.* A low sampling frequency switched capacitor low-pass filter for wireless receivers // 2016 MIXDES - 23rd International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, Lodz, Poland, 2016. – P. 130-135. – doi: 10.1109/MIXDES.2016.7529716.
15. *Grillo G.J., Perez M.A. and Florencias A.E.* Synchronic Filter Based on Switched Capacitor Filters for High Stability Phase-Detectors Systems // 2006 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, Sorrento, Italy, 2006. – P. 1977-1981, doi: 10.1109/IMTC.2006.328390.
16. *Zhao H., Yang B.* A Second-order Sallen-Key Low-pass Filter with Switched Capacitors // 2024 4th International Conference on Communication Technology and Information Technology (ICCTIT), Guangzhou, China, 2024. – P. 11-14. – doi: 10.1109/ICCTIT64404.2024.10928678.
17. *Hsiao C.-L., Wei H.-C., Huang R.-B, Tan K.-Y.* A fully integrated switched-capacitor filter design for ECG application // 2013 IEEE 2nd Global Conference on Consumer Electronics (GCCE), Tokyo, Japan, 2013. – P. 247-248. – doi: 10.1109/GCCE.2013.6664814.
18. *Adhikari P.M., Karmakar A., Das R.* A Switched Capacitor Based Realization of Fractional Order Low-Pass Filters // 2015 Fifth International Conference on Communication Systems and Network Technologies, Gwalior, India, 2015. – P. 350-353. – doi: 10.1109/CSNT.2015.183.

19. Денисенко Д.Ю., Тутов А.Е., Прокопенко Н.Н., Кузнецов Д.В. Дискретно-аналоговый фильтр второго порядка на двух переключаемых конденсаторах и перестройкой частоты полюса цифровым потенциометром, заявка на патент РФ 2025130867, Заявл. 22.01.25.
20. Micro-Cap user download. – URL: <https://gotroot.ca/spectrum/www.spectrum-soft.com/download/download.html> (дата обращения 25.04.2025).

REFERENCE

1. Yadav P.K., Vemuganti H.P. and Biswal M. A Seven-Level Switched Capacitor-Based RSC-MLI Topology with Suppressed Inrush Currents for Grid-Connected Applications, *2023 5th International Conference on Power, Control & Embedded Systems (ICPCES), Allahabad, India, 2023*, pp. 1-6. doi: 10.1109/ICPCES7104.2023.10075773.
2. Sánchez-Sinencio E. Analog filter design: Current design techniques and trends, *2017 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), Austin, TX, 2017*, pp. 1-76.
3. Rezaei F. and Salem L.G. A 94.7-dB Dynamic Range Fully Passive Switched-Capacitor Low-pass Filter with Enhanced Selectivity and Passive Gain, *2024 IEEE European Solid-State Electronics Research Conference (ESSERC), Bruges, Belgium, 2024*, pp. 277-280. doi: 10.1109/ESSERC62670.2024.10719589.
4. Schmid H., Huber A. Analysis of switched-capacitor circuits using driving-point signal-flow graphs, *Analog Integr Circ Sig Process*, 2018, 96, pp. 495-507.
5. Pawlowski P., Dlugosz R., Radkowski M., Wątyły M. and Dąbrowski A. Analog, Programmable Switched Capacitor FIR Filter Based on Rotator Architecture Implemented in CMOS Technology, *2023 Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications (SPA), Poznan, Poland, 2023*, pp. 201-206. doi: 10.23919/SPA59660.2023.10274431.
6. Temes, Gabor & Moon, Un-Ku & Allstot, David. Switched-Capacitor Circuits [Education], *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 2022, 21, pp. 40-42. 10.1109/MCAS.2021.3118195.
7. Santos D.O., Sousa R., Cardoso R., Carvalho E.A. N and Freire R. C. S. A Low-Frequency Sinusoidal Voltage Controlled Oscillator Based on Switched Capacitor Filters, *2024 8th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT), Joao Pessoa, Brazil, 2024*, pp. 1-6. doi: 10.1109/INSCIT62583.2024.10693381.
8. Alpaydin G., Erten G., Balkir S. and Dundar G. Synthesis of switched capacitor filters in a multi-level optimization environment, *Proceedings of the Third International Workshop on Design of Mixed-Mode Integrated Circuits and Applications (Cat. No. 99EX303)*, 1999, pp. 175-178.
9. Verreault A., Cicek P.-V. and Robichaud A. A Rail-to-Rail Low-Power Dynamic CMOS Amplifier for Switched-Capacitor Filters in High-Performance ADC, *2024 IEEE 67th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Springfield, MA, USA, 2024*, pp. 1230-1234. doi: 10.1109/MWSCAS60917.2024.10658861.
10. Dri E., Peretti G. & Romero E. A built-in self-test for analog reconfigurable filters implemented in a mixed-signal configurable processor, *Analog Integr Circ Sig Process*, 2022, 112, pp. 355-365, Available at: <https://doi.org/10.1007/s10470-022-02055-6>.
11. Lei L. and Chen Z. Analysis and Optimization of Parasitics-Induced Peak Frequency Shift in Gain-Boosted N-Path Switched-Capacitor Bandpass Filter, *IEEE Solid-State Circuits Letters*, 2024, Vol. 7, pp. 339-342. doi: 10.1109/LSSC.2024.3488001P.
12. Kaya K., Ozanoglu K., Kahya Y. P. and Dundar G. Programmable Switched-Capacitor Filter Design Tool for Biomedical Signal Acquisition, *2023 19th International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD), Funchal, Portugal, 2023*, pp. 1-4. doi: 10.1109/SMACD58065.2023.10192182.
13. Sewell J.I. and Loomes D. Switched-capacitor filters for FPGA implementation: tools and designs, *IEE Colloquium on Digital and Analogue Filters and Filtering Systems (Digest No. 1996/238), London, UK, 1996*, pp. 5/1-5/7. doi: 10.1049/ic:19961266.
14. Kopanski J., Wiechowski L., Siwiec K. and Pleskacz W. A. A low sampling frequency switched capacitor low-pass filter for wireless receivers, *2016 MIXDES - 23rd International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, Lodz, Poland, 2016*, pp. 130-135. doi: 10.1109/MIXDES.2016.7529716.
15. Grillo G.J., Perez M.A. and Florencias A.E. Synchronic Filter Based on Switched Capacitor Filters for High Stability Phase-Detectors Systems, *2006 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, Sorrento, Italy, 2006*, pp. 1977-1981. doi: 10.1109/IMTC.2006.328390.
16. Zhao H., Yang B. A Second-order Sallen-Key Low-pass Filter with Switched Capacitors, *2024 4th International Conference on Communication Technology and Information Technology (ICCTIT), Guangzhou, China, 2024*, pp. 11-14. doi: 10.1109/ICCTIT64404.2024.10928678.

17. Hsiao C.-L., Wei H.-C., Huang R. -B, Tan K. -Y. A fully integrated switched-capacitor filter design for ECG application, 2013 IEEE 2nd Global Conference on Consumer Electronics (GCCE), Tokyo, Japan, 2013, pp. 247-248. doi: 10.1109/GCCE.2013.6664814.
18. Adhikari P.M., Karmakar A., Das R. A Switched Capacitor Based Realization of Fractional Order Low-Pass Filters, 2015 Fifth International Conference on Communication Systems and Network Technologies, Gwalior, India, 2015, pp. 350-353. doi: 10.1109/CSNT.2015.183.
19. Denisenko D.Yu., Titov A.E., Prokopenko N.N., Kuznetsov D.V. Diskretno-analogovyy fil'tr vtorogo poryadka na dvukh pereklyuchaemykh kondensatorah i perestroykoj chastoty polyusa tsifrovym potentsiometrom [Second-order discrete-analog filter on two switched capacitors and pole frequency tuning by a digital potentiometer], Russian Federation patent application 2025130867, Declared 22.01.25.
20. Micro-Cap user download. Available at: <https://gotroot.ca/spectrum/www.spectrum-soft.com/download/download.html> (accessed 25 April 2025).

Денисенко Дарья Юрьевна – Южный федеральный университет; e-mail: d.u.denisenko@gmail.com; г. Таганрог, Россия; тел.: 88634371689; кафедра систем автоматического управления; к.т.н.; доцент; старший научный сотрудник управления научных исследований ДГТУ.

Прокопенко Николай Николаевич – Донской государственный технический университет; e-mail: prokopenko@sssu.ru; г. Ростов-на-Дону, Россия; тел.: +79281201984; кафедра информационные системы и радиотехника; д.т.н.; профессор; г.н.с.

Иванов Юрий Иванович – Южный федеральный университет; e-mail: ivanov.taganrog@gmail.com; г. Таганрог, Россия; тел.: 88634371689; кафедра систем автоматического управления; к.т.н.; доцент.

Кузнецов Дмитрий Владимирович – Донской государственный технический университет; e-mail: dkuznetsov2000@mail.ru; г. Ростов-на-Дону, Россия; тел.: +79525816170; кафедра информационные системы и радиотехника; аспирант.

Denisenko Darya Yuryevna – Southern Federal University; e-mail: d.u.denisenko@gmail.com; Taganrog, Russia; phone: +78634371689; the Department of Automatic Control Systems; cand. of eng. sc.; associate professor; senior researcher at the Scientific Research Department of DSTU.

Prokopenko Nikolay Nikolaevich – Don State Technical University; e-mail: prokopenko@sssu.ru; Rostov-on-Don, Russia; phone: +79281201984; the Department of Information Systems and Radio Engineering; dr. of eng. sc.; professor; chief researcher.

Ivanov Yuri Ivanovich – Southern Federal University; e-mail: ivanov.taganrog@gmail.com; Taganrog, Russia; phone: +78634371689; the Department of Automatic Control Systems; cand. of eng. sc.; associate professor.

Kuznetsov Dmitry Vladimirovich – Don State Technical University; e-mail: dkuznetsov2000@mail.ru; Rostov-on-Don, Russia; phone: +79525816170; the Department of Information Systems and Radio Engineering; postgraduate student.

УДК 004.3,004.4,004.052.32

DOI 10.18522/2311-3103-2025-5-189-204

Ю.Е. Зинченко, Т.А. Зинченко

РАСПОЗНАВАНИЕ И АДАПТИВНАЯ ГЕНЕРАЦИЯ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ТЕСТОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫХ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Целью статьи является повышение эффективности псевдослучайного тестирования цифровых устройств по сравнению с общепринятым традиционным подходом. Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие основные задачи: анализ эффективности традиционных подходов тестирования; разработка нового подхода тестирования на базе распознавания и адаптивного псевдослучайного тестирования цифровых устройств; разработка системы тестирования на базе разработанных подходов и экспериментальные исследования на ее основе. В качестве объекта диагностики в данной работе выступают последовательностные (с элементами памяти) цифровые устройства, выполненные в виде типовых элементов замены на микросхемах средней и малой степени интеграции. В качестве моделей неисправностей при синтезе и анализе тестов используются константные неисправности. Предметом исследований выступают последовательностные цифровые устройства как объекты диагностики и подходы их псевдо-