

СПОСОБ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Г. С. ВЛАСОВ*, В. Д. ШАДРИНА, М. П. ШАДРИН***

**Пензенская государственная технологическая академия,
Пенза, Россия, e-mail:shadrm@mail.ru*

***Пензенский государственный университет, Пенза, Россия*

Описан способ цифроаналогового преобразования, при котором существенно уменьшаются нелинейность характеристики и время установления по сравнению с классическим преобразованием на базе широтно-импульсной модуляции.

Ключевые слова: *цифроаналоговый преобразователь, широтно-импульсная модуляция, погрешность преобразования.*

Technical realization of a method of digital/analog conversion at which conversion errors, such as nonlinearity of the characteristic and establishment time in comparison with the transformers fulfilled on the basis of classical conversion with pulse width modulation essentially decrease is described.

Key words: *digital/analog transformer, pulse width modulation, error conversion.*

Широкое распространение получило цифроаналоговое преобразование (ЦАП) на основе широтно-импульсной модуляции (ШИМ), в котором цифровой код, преобразованный в пропорциональную длительность импульса в периодической импульсной последовательности, превращается затем в постоянное напряжение при помощи фильтра низких частот (ФНЧ) [1, 2]. Такие ЦАП обладают высокими временной и температурной стабильностями, линейностью характеристики преобразования, не содержат прецизионных элементов (за исключением источника опорного напряжения). Исследуем погрешность ЦАП с ШИМ преобразованием, чтобы выявить способ ее снижения при меньшем времени установления. Упрощенная модель ЦАП с ШИМ приведена в [1].

Оценить параметры таких ЦАП можно, например, по модели, построенной в среде Multisim-11 и представленной на рис. 1. Прямо-

угольные импульсы напряжения амплитудой $U_{\text{оп}} = 10 \text{ В}$ и частотой следования 10 кГц поступают на вход ФНЧ, выполненного на резисторе R сопротивлением 100 Ом и конденсаторе C , емкостью 200 мкФ , постоянная времени фильтра $\tau = 20 \text{ мс}$, период импульсов генератора в 200 раз меньше

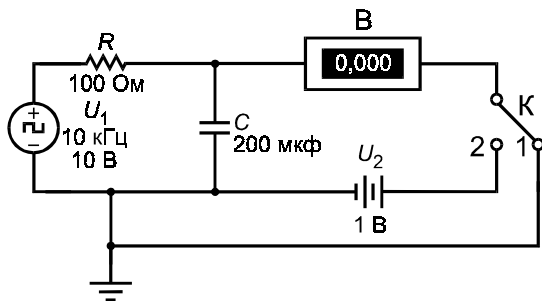


Рис. 1. Схема для моделирования погрешности фильтрации ШИМ-сигнала

τ . Виртуальный вольтметр B на схеме рис. 1 в положении 1 ключа K измеряет среднее значение напряжения на выходе фильтра, а в положении 2 – разницу между напряжением, установленным на выходе источника $I2$ и усредненным результатом фильтрации. Если выходное напряжение источника $I2$ поочередно устанавливать равным $U_{\text{оп}}/Q$ при соответствующей скважности Q импульсов генератора $I1$, то в n точках при различной Q вольтметр B покажет напряжения, равные погрешностям фильтрации Δ_{ϕ} в соответствующих точках отсчета. Максимальный результат i -го отсчета можно принять за абсолютную погрешность ЦАП:

$$\Delta_{\phi} = \delta_{\phi} \frac{10}{100} B,$$

Т а б л и ц а 1

Результаты виртуального моделирования

где δ_{ϕ} выражается в процентах.

В табл. 1 приведены значения Δ_{ϕ} , полученные при виртуальном моделировании управления скважностью генератора. Условие преобразования имеет вид $N \rightarrow t_{\text{и}}$, где N – код; $t_{\text{и}}$ – длительность временного интервала (длительность импульса), поступающего на вход ФНЧ. Параметры фильтра указаны

Номер отсчета	Q	Δ_{ϕ} , мкВ
1	10	120
2	5	214
3	10/3	280
4	2,5	320
5	2	334
6	10/6	321
7	10/7	281
8	1,25	215
9	10/9	122

выше. Численные значения напряжений опорного источника $И2$ устанавливают в каждом случае без отклонений от отношения A/Q .

Если период поступающих на ФНЧ импульсов много меньше τ (в данном примере в 200 раз), то погрешность Δ_{ϕ} соответствует параметрам ЦАП, имеющего 14 двоичных разрядов и опорное напряжение 10 В.

Пятый отсчет соответствует центру шкалы преобразования $N_{\max}/2$ и имеет в этой точке максимальную погрешность Δ_{ϕ} , равную нормируемой погрешности преобразования [3]. Именно эту погрешность можно существенно уменьшить, если построить ЦАП по способу [4], схема представлена на рис. 2. Цифроаналоговый преобразователь содержит задающий тактовый генератор 1, двухпозиционный управляемый переключатель 2, двухполярный источник 3 опорного напряжения, преобразователь 4 кода в интервал времени, управляемые ключи 5, 8, элемент И 6, сумматор 7, конденсаторы 9, ФНЧ 10 и выходную шину 11.

В предложенном способе период прямоугольных импульсов, поступающих на вход ФНЧ в 2^n меньше, чем при способе, принятом за аналог сравнения, что следует из анализа приведенных на рис. 3 эюр напряжений, действующих на выходе соответствующих элементов ЦАП. Здесь T – период импульсов задающего генератора; T_{Π} – длительность полного цикла цифроаналогового преобразования. Эюра (временная

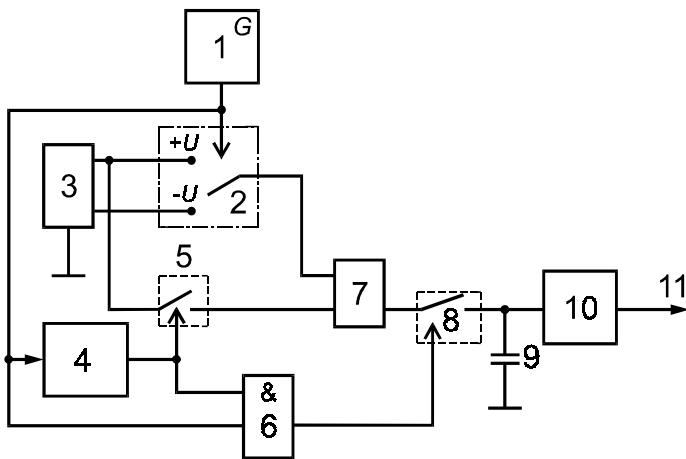


Рис. 2. Схема цифроаналогового преобразования по предложенному способу

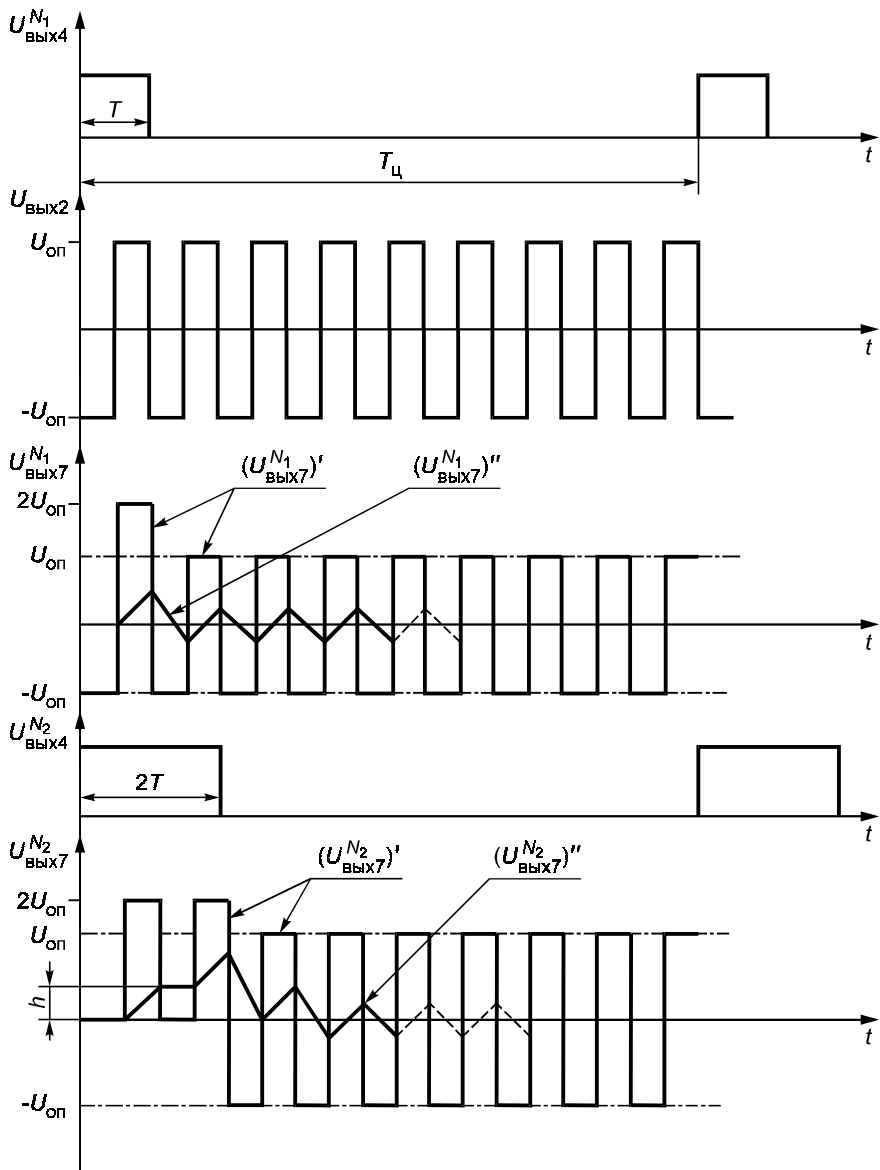


Рис. 3. Эпюры напряжений на выходах соответствующих элементов схемы ЦАП

диаграмма), $U_{\text{вых4}}(t)$ – сигнал на выходе преобразователя 4 кода в интервал времени (см. рис. 2), при преобразовании двоичного кода $N_1 = 000\dots001$, числовое значение которого равно единице; временная диаграмма $U_{\text{вых2}}$ – сигнал на выходе двухпозиционного управляемого переключателя 2; $U_{\text{вых7}}^{N_1}$ – на выходе сумматора 7 в режиме преобразования кода $N_1 = 000\dots001$, работающего без нагрузки и с нагрузкой, соответственно, $(U_{\text{вых7}}^{N_1})'$ и $(U_{\text{вых7}}^{N_1})''$; $U_{\text{вых4}}^{N_2}$ – сигнал на выходе преобразователя 4 при преобразовании двоичного кода $N_2 = 000\dots010$, числовое значение которого равно двум; $U_{\text{вых7}}^{N_2}$ – сигналы на выходе сумматора 7 в режиме преобразования кода $N_2 = 000\dots010$, работающего без нагрузки и с нагрузкой, соответственно, $(U_{\text{вых7}}^{N_2})'$ и $(U_{\text{вых7}}^{N_2})''$.

На рис. 4 представлены эпюры напряжений, поясняющие работу ФНЧ при подаче на его вход ШИМ-сигнала прямоугольной формы.

Преобразователь 4 кода в интервал времени (см. рис. 2), синхронизированный задающим генератором 1, вырабатывает ШИМ-сигнал (см. рис. 3, $U_{\text{вых4}}^{N_1}(t)$, $U_{\text{вых4}}^{N_2}(t)$) длительностью N_d/f_t на временном интервале, равном длительности $T_{\text{ц}}$ цикла преобразования, где N_d десятичное число, эквивалентное двоичному коду N .

Двухпозиционный управляемый переключатель 2 выполняет роль модулятора, вырабатывая переменный импульсный сигнал в диапазоне с частотой импульсов задающего генератора ($U_{\text{вых2}}(t)$), подает этот сигнал на первый вход сумматора 7, на его второй вход приходит импульсный сигнал с ключа 5, нормированный по амплитуде и длительности, которая соответствует длительности ШИМ-сигналов на рис. 4. На выходе сум-

матора 7 формируются сигналы $\left((U_{\text{вых7}}^{N_1})'(t) \text{ и } (U_{\text{вых7}}^{N_2})'(t) \right)$, полученные

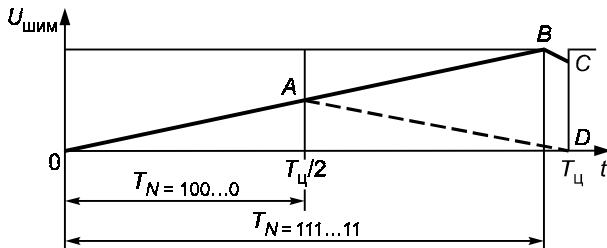


Рис. 4. Эпюры напряжений на выходе ФНЧ

в результате ШИМ, а затем амплитудной модуляции. Эти сигналы обрабатываются элементами $\delta-10$. Ключ δ замыкается в каждом такте информационной части ШИМ-сигналов на половину периода $1/(2f)$. В результате на входе ФНЧ 10 формируются сигналы напряжений $(U_{\text{вых7}}^{N_1})''$ и $(U_{\text{вых7}}^{N_2})''$ (см. рис. 3). В результате их усреднения полученный на выходной шине 11 сигнал является итогом цифроаналогового преобразования.

Классическое преобразование ШИМ-сигнала можно представить эпюрами на рис. 4, где $OABCD$ соответствует коду $N_3 = 111\dots111$, OAD – коду $N_4 = 100\dots000$ при абсолютном линейном процессе интегрирования. В этом случае в диапазоне $T_{\text{ц}}$ прямоугольные ШИМ-сигналы имеют различную длительность и, следовательно, различные спектральные составляющие, что делает практически невозможным точный расчет параметров оптимального ФНЧ.

В предлагаемом авторами способе ЦАП дважды модулированный сигнал (см. рис. 3, $(U_{\text{вых7}}^{N_1})'$, $(U_{\text{вых7}}^{N_2})'$) имеет строго определенное дискретное разложение в спектральной плоскости во всем интервале $T_{\text{ц}}$. Например, согласно [4], это разложение можно представить в табличной форме (табл. 2). Здесь $\omega_0 = 2\pi f$; на нулевой частоте $U_{\text{оп}}(1)$ соответствует информационной части, т. е. на длине ШИМ-импульса $t_{\text{и}}$ эпюр $(U_{\text{вых7}}^{N_1})'$, $(U_{\text{вых7}}^{N_2})'$, а $0(2)$ – неинформационной части $(T - t_{\text{и}})$, при этом все гармонические составляющие дискретного частотного спектра для обеих частей полностью совпадают.

В устройстве ЦАП, реализующем предлагаемый способ, ключ δ и конденсатор 9 (см. рис. 2) – элементы, осуществляющие запоминание информации в предыдущем такте на интервале ШИМ-импульса, могут не являться устройством выборки и хранения со строго нормированными параметрами по дрейфу (скорости спада). В общем случае эти элементы представляют дополнительный ФНЧ, постоянная времени которого зависит от состояния ключа: если он замкнут, то постоянная времени этого дополнительного фильтра должна быть значительно

Т а б л и ц а 2

Частота составляющей	0	ω_0	$2\omega_0$	$3\omega_0$	$4\omega_0$	$5\omega_0$
Амплитуда гармоники	$U_{\text{оп}}(1); 0(2)$	$4U_{\text{оп}}/\pi$	0	$4U_{\text{оп}}/(3\pi)$	0	$4U_{\text{оп}}/(5\pi)$

меньше, чем в случае разомкнутого ключа. При этом значение величины младшего значащего разряда преобразования ЦАП определяется разностью напряжений на конденсаторе в такте преобразования длительностью $1/f_i$. Доводку же значения этой величины или полной шкалы ЦАП до установленного значения можно выполнить, например, регулировкой коэффициента передачи активного фильтра конденсатора по постоянной составляющей.

Таким образом, одинаковые условия фильтрации во всем диапазоне преобразования, обеспечиваемые предложенным способом, позволяют найти оптимальные параметры ФНЧ и обеспечить более высокое быстродействие при заданной линейности преобразования.

Следовательно, предложенный способ позволяет получить более равномерный и более высокий частотный спектр гармоник импульсного сигнала, поступающего на ФНЧ, причем во всем диапазоне преобразования поступающих на ЦАП входных кодов. Это способствует тому, что при одних и тех же параметрах ФНЧ ЦАП, выполненный по рис. 2, окажется более быстродействующим, чем рассмотренный аналог классического ШИМ-преобразования с более равномерной шкалой собственной погрешности на всем диапазоне преобразуемых кодов, т. е. будет обладать меньшей нелинейностью.

По мнению авторов, такой способ ЦАП можно было бы коротко назвать методом двойной модуляции. Описанный способ реализован также в устройстве [6].

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. **Микросхемы** АЦП и ЦАП. М.: Изд. дом «Додэка-XXI», 2005.
2. **Прянишников В. А.** Электроника: Полный курс лекций. СПб.: КОРОНА принт, 2003.
3. **ГОСТ 24736–81.** Преобразователи интегральные цифроаналоговые и аналого-цифровые. Основные параметры.
4. **Пат. 2420867 РФ.** Способ цифроаналогового преобразования /Пензенская государственная технологическая академия //Изобретения. Полезные модели. 2011. № 16.
5. **Щербаков В. И., Грездов Г. И.** Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. Киев: Техніка, 1983. С. 90 – 91.
6. **Пат. 2433528 РФ.** Цифроаналоговый преобразователь /Пензенская государственная технологическая академия //Изобретения. Полезные модели. 2011. № 31.

Дата принятия 23.01.2013 г.

CONTENTS

GENERAL PROBLEMS OF METROLOGY AND MEASUREMENT

- N. G. Nazarov, M. V. Zelenkova.** Methods of choosing the parameter value to ensure observation of limits of unconditional probability of 1st and 2nd type errors while evaluating the quality of a product characterized by scalar quantity 3

NANOMETROLOGY

- V. P. Gavrilenko, A.V. Zablotsky, A. A. Kuzin, A. Yu. Kuzin, A. A. Kuzmin, M. A. Ermakova, V. B. Mityukhlyayev, A. V. Rakov, P. A. Todua, M. N. Filippov.** Measurement of the test silicon relief pitch structure natural oxide thickness 14

TERMOPHYSICAL MEASUREMENTS

- Yu. I. Stern, Ya. S. Kozhevnikov, V. A. Medvedev, M. Yu. Stern, R. E. Mironov.** Estimation of the measurement uncertainty of individual heat energy consumption 19

ELECTROMAGNETIC MEASUREMENTS

- V. S. Melentiev, N. G. Gubanov, O. A. Latukhova, A. M. Smolina.** The perfection of methods of measurement of bipolar electric circuits parameters 26
- G. S. Vlasov, V. D. Shadrina, M. P. Shadrin.** Method of reduction of an error of digit-analog transformation 32