

DOI: 10.18721/JCSTCS.12402
УДК 621.396.7

**ЧАСТОТНО-НЕЗАВИСИМЫЙ СПОСОБ
ЦИФРОВОЙ КАЛИБРОВКИ КАНАЛОВ АЦП
УСТРОЙСТВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**

А.С. Фатеева

Омский государственный технический университет,
Омск, Российская Федерация

Приведено описание метода временного уплотнения сигналов при параллельном включении нескольких АЦП. Способ цифровой калибровки каналов базируется на усовершенствованном методе наименьших квадратов. Для регулировки смещения опорного напряжения и коэффициента усиления используется алгоритм, основанный на рекурсивном методе наименьших квадратов. Преимущества предлагаемого способа на основе итеративного алгоритма – высокое быстродействие и высокая точность настройки каналов АЦП по сравнению со способом, основанным на методе наименьших квадратов. Для реализации процедуры «усреднения» предложен численный метод интегрирования Эйлера. Предлагаемый способ калибровки частотно-независимый, имеющий одинаковую эффективность во всей полосе входного сигнала. Представлены результаты имитационного моделирования, включающие в себя спектральный анализ выходного сигнала до и после калибровки.

Ключевые слова: цифровой способ, калибровка каналов, рекурсивный метод, итеративный алгоритм, численный метод, интегрирование Эйлера.

Ссылка при цитировании: Фатеева А.С. Частотно-независимый способ цифровой калибровки каналов АЦП устройств цифровой обработки сигналов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 4. С. 20–28. DOI: 10.18721/JCSTCS.12402

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

**FREQUENCY-INDEPENDENT METHOD OF DIGITAL CALIBRATION
OF ADC CHANNELS DIGITAL SIGNAL PROCESSING DEVICES**

A.S. Fateeva

Omsk State Technical University,
Omsk, Russian Federation

In the work, a description is given of a method for temporarily compressing signals when several ADCs are connected in parallel. The digital channel calibration method is based on an advanced least-squares method. An algorithm based on the recursive least squares method is used to adjust the offset of the reference voltage and gain. An advantage of the proposed method on the basis of an iterative algorithm is high speed and high

accuracy of tuning the ADC channels in comparison with the method based on the least squares method. To implement the «averaging» procedure, a numerical method for Euler integration is proposed. The proposed calibration method is frequency independent and has the same efficiency in the entire input signal band. The results of simulation modeling are presented, including a spectral analysis of the output signal before and after calibration.

Keywords: digital receiving device, receiver bandwidth, time-division multiplexing, jitter, aperture error.

Citation: Fateeva A.S. Frequency-independent method of digital calibration of ADC channels digital signal processing devices. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2019, Vol. 12, No. 4, Pp. 20–28. DOI: 10.18721/JCSTCS.12402

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

Введение

В современных устройствах цифровой обработки сигналов широкое распространение получили методы расширения полосы пропускания приёмных трактов, основанные на параллельном включении нескольких аналогово-цифровых преобразователей (АЦП). Параллельное включение нескольких АЦП позволяет использовать метод временного уплотнения сигналов для расширения полосы пропускания приёмного тракта устройств цифровой обработки сигналов [1]. Применение временного уплотнения сигналов позволяет достигать высокого быстродействия приёмных трактов: до 20 Гвыб/с.

Однако при практической реализации у данного метода возникают существенные недостатки, связанные с разбросом параметров реальных АЦП, неконтролируемыми временными задержками трактов, апертурной погрешностью АЦП и т. д. [2]. В конечном итоге это может сказаться на качестве приёма сигналов: на соотношении сигнал/шум и коэффициента искажения (SINAD). Для того чтобы компенсировать большинство из представленных недостатков используют различные способы калибровки каналов АЦП [3]. В последнее время широкое распространение получили цифровые способы калибровки смещения опорного напряжения, коэффициента усиления и временной задержки между каналами [4, 5]. Но существующие способы цифровой калибровки предполагают выполнение процедуры калибровки в специальном режиме, когда приём реального

сигнала не осуществляется, и при этом время, затраченное на выполнение калибровки, снижает степень готовности устройств цифровой обработки сигналов [6, 7]. В некоторых случаях степень готовности устройства цифровой обработки сигналов – это ключевой показатель всей системы связи. Поэтому ускорение процедуры калибровки каналов АЦП является одной из первоочередных задач при создании устройств цифровой обработки сигналов, использующих метод временного уплотнения.

Временное уплотнение сигналов при параллельном включении нескольких АЦП

Структурная схема метода, реализующего временное уплотнение сигналов при параллельном включении четырёх АЦП, представлена на рис. 1.

В данной структурной схеме входной аналоговый сигнал одновременно поступает на вход четырёх АЦП (ADC1...4). Каждый из АЦП подключен к синтезатору тактовых сигналов таким образом, чтобы обеспечить поочередное смещение начальных фаз тактовых сигналов на 90°. Это позволяет обеспечить синхронность временного уплотнения сигналов в цифровом виде и восстановить цифровой сигнал с помощью цифрового мультиплексора, частота дискретизации которого в четыре раза больше частоты преобразования АЦП. Таким образом достигается четырёхкратное расширение полосы пропускания для устройства цифровой обработки сигналов. Очевидно, что качество принимаемого

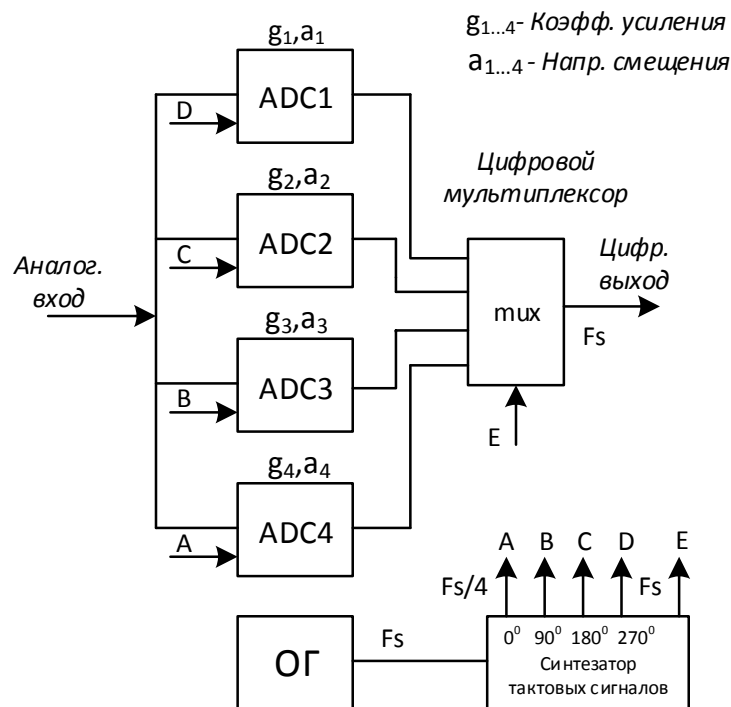


Рис. 1. Структурная схема метода временного уплотнения сигналов при параллельном включении четырёх АЦП

Fig. 1. Block diagram of the method of temporary compaction of signals at parallel inclusion of 4 ADC

сигнала будет зависеть от идентичности параллельных каналов АЦП. Различие в параметрах каналов АЦП будет выражаться в ухудшении соотношения сигнал/шум и коэффициента искажения (SINAD).

Метод наименьших квадратов для корректировки смещения опорного напряжения и коэффициента усиления

Смещение опорного напряжения АЦП нередко связано с разбросом параметров встроенных операционных усилителей и компараторов. Кроме того, смещение опорного напряжения АЦП может возникнуть из-за асимметрии каскадов преобразования АЦП и связано с погрешностями при производстве микросхем на фабрике.

Различие в коэффициентах усиления нескольких АЦП обусловлено паразитными ёмкостями и индуктивностями операционных усилителей, а также отличием параметров входных аналоговых конденсаторов.

Чтобы найти смещение опорного напряжения необходимо выбрать опорное напряжение одного из АЦП в качестве эталона. Тогда усреднённое среднеквадратичное отклонение цифрового сигнала с выхода параллельных АЦП относительно эталонного АЦП будет определять смещение опорного напряжения [8]. Различие в коэффициентах усиления параллельных АЦП можно найти аналогичным способом, за исключением того, что вместо отклонения цифрового сигнала потребуется значение модуля этого сигнала на выходе каждого из АЦП.

Применение итеративного алгоритма на основе метода наименьших квадратов (LMS) позволяет находить и компенсировать смещение опорного напряжения и различие коэффициентов усиления параллельных АЦП. Для этого необходимо выделить один из параллельных АЦП в качестве опорного (например, первый АЦП). Тогда итеративный алгоритм на основе ме-

тогда наименьших квадратов для нахождения напряжения смещения параллельно включенных АЦП будет выглядеть следующим образом:

$$a_i(n) = a_i(n-1) + \mu(\hat{x}(n-1) - x_i(n-1)), \quad (1)$$

где $x_i(n)$ – цифровой выход с опорного (первого) АЦП; $\hat{x}(n)$ – цифровой выход с одного из параллельных АЦП; μ – шаг адаптации; a_i – смещение опорного напряжения одного из параллельных АЦП относительно опорного АЦП.

В свою очередь алгоритм для нахождения коэффициентов усиления параллельно включенных АЦП можно представить следующим выражением:

$$k_i(n) = k_i(n-1) + \mu_k(\hat{x}(n-1) - x_i(n-1)), \quad (2)$$

где $x_i(n)$ – цифровой выход с опорного (первого) АЦП; $\hat{x}(n)$ – цифровой выход с одного из параллельных АЦП; μ_k – шаг адаптации; k_i – параметр, определяющий различие коэффициентов усиления одного из параллельных АЦП относительно опорного АЦП. При этом параметр k_i определяется следующим соотношением:

$$k_i = \frac{g_1}{g_i}, \quad (3)$$

где g_1 – коэффициент усиления опорного АЦП (первого); g_i – коэффициент усиления одного из параллельных АЦП.

Полученные с помощью выражений (1) и (2) значения a_i и k_i необходимо «усреднить» для повышения точности и скорости калибровки. Для усреднения значений a_i и k_i , как правило, используют традиционные методы, основанные на накоплении большого количества данных, и методы, основанные на экспоненциальном усреднении [9]. Использование традиционных методов усреднения требует большого количества вычислительных ресурсов. Экспоненциальное усреднение не требует большого количества вычислительных ресурсов, однако предполагает использование двух параметров для усреднения (прямого и обратного коэффициентов усиления). При этом для нахождения обратного коэффи-

циента усиления требуется использование операции деления.

Численный метод интегрирования Эйлера для усреднения данных

Альтернативным способом «усреднения» коэффициентов, полученных с помощью выражений (1) и (2), может быть способ на основе численного метода интегрирования Эйлера. Основой интегрирования является классическая формула Эйлера:

$$y(t + \Delta t) = y(t) + \Delta t \cdot f(x(t), y(t), t) + \varepsilon, \quad (4)$$

где $y(t)$ – текущее состояние; Δt – шаг приращения; $f(x(t), y(t), t)$ – скорость приращения.

На основе формулы (3) можно получить выражение для интегрирования в дискретной форме. В зависимости от того, какие входные данные будут учитываться при вычислении результата, метод Эйлера может быть прямым или обратным [10]. Для реализации функции «усреднения» удобнее использовать прямой метод.

Прямой метод Эйлера описывается следующим выражением:

$$y(n) = y(n-1) + P[t(n) - t(n-1)]x(n-1), \quad (5)$$

где $y(n)$ – текущее значение функции; P – коэффициент усиления (определяет усиление для шага приращения); $x(n)$ – входные данные.

Тогда для «усреднения» смещения опорного напряжения одного из параллельных АЦП относительно опорного АЦП (a_i) можно записать следующее выражение:

$$A_i(n+1) = (A_i(n) + P[t(n) - t(n-1)]A_i(n-1)), \quad (6)$$

где $A_i(n) = (a_i(n) - a_i(n-1))$.

На практике реализация алгоритма «усреднения» на основе выражения (5) потребует трёх сумматоров и двух умножителей. Отличительной особенностью будет являться то, что для изменения шага приращения (скорости усреднения) используется один коэффициент P , что в значительной степени упрощает настройку параметров системы калибровки АЦП.

Аналогичным образом можно описать функцию «усреднения» коэффициентов усиления параллельно включенных АЦП:

$$K_i(n+1) = (K_i(n) + P[t(n) - t(n-1)]K_i(n-1)), \quad (7)$$

где $K_i(n) = (k_i(n) - k_i(n-1))$.

Стоит отметить, что использование больших значений для коэффициента P приводит к увеличению ошибки ε и, соответственно, точности калибровки АЦП в целом.

Имитационное моделирование предлагаемого способа корректировки смещения опорного напряжения и коэффициента усиления

Для исследования и анализа эффективности предлагаемого способа для корректировки смещения опорного напряжения и коэффициента усиления разработана специализированная имитационная модель. Данная модель включает в себя четыре па-

раллельно включенных 12-битных АЦП, синтезатор тактовых частот, цифровой мультиплексор, опорный генератор и блок корректировки коэффициента усиления и напряжения смещения. Структурная схема модели представлена на рис. 2.

В данной структурной схеме блок корректировки коэффициента усиления и напряжения смещения реализует алгоритмы цифровой обработки сигналов в соответствии с формулами (1)–(3) и (5), (6). В качестве опорного АЦП был выбран первый АЦП. Исходные данные для моделирования представлены в табл. 1.

На рис. 3 изображён спектр сигнала на выходе первого АЦП при воздействии синусоидального сигнала частотой 10 МГц.

Спектральные характеристики сигнала на выходе первого АЦП:

- соотношение сигнал/шум (SNR) 62,0 дБ;

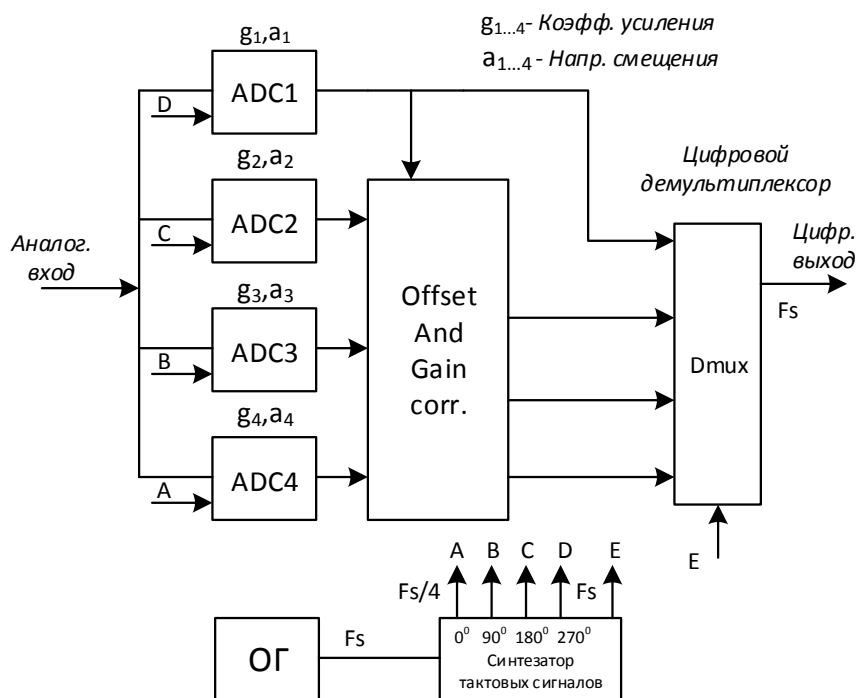


Рис. 2. Структурная схема имитационной модели метода временного уплотнения при воздействии сигнала с блоком коррекции опорного напряжения и коэффициента усиления

Fig. 2. Block diagram of the simulation model of the method of temporary compaction under the influence of a signal with a block of correction of the reference voltage and gain

Таблица 1

Исходные данные для моделирования

Table 1

Initial data for modeling

Номер АЦП	1	2	3	4
Различие опорного напряжения	0	0,005	-0,005	0,001
Различие коэффициентов усиления	1	1,005	0,995	1,01
Частота дискретизации, МГц	125	125	125	125
Разрядность, бит	12	12	12	12

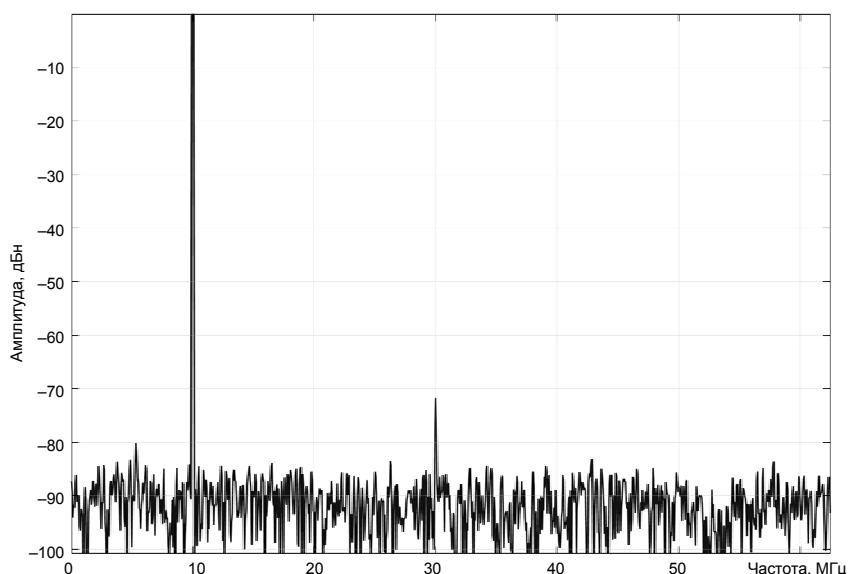


Рис. 3. Спектр сигнала на выходе первого АЦП при воздействии синусоидального сигнала частотой 10 МГц

Fig. 3. The spectrum of the signal at the output of the first ADC when exposed to a sinusoidal signal frequency of 10 MHz

- динамический диапазон, свободный от искажений (SFDR) 71,7 дБ;

- коэффициент гармонических искажений (THD) -71,2 дБ.

Далее выполнялся анализ сигнала на выходе цифрового мультиплексора без включения блока коррекции коэффициента усиления и напряжения смещения. На рис. 4 представлен спектр сигнала на выходе цифрового мультиплексора без калибровки. Как видно из графика, в спектре сигнала присутствуют паразитные компоненты.

Спектральные характеристики сигнала на выходе цифрового мультиплексора (без калибровки):

- соотношение сигнал/шум (SNR) 53,7 дБ;

- динамический диапазон, свободный от искажений (SFDR) 56,3 дБ;

- коэффициент гармонических искажений (THD) -68,3 дБ.

Затем анализировался сигнал на выходе цифрового мультиплексора с предварительно выполненной калибровкой коэффициента усиления и напряжения смещения всех АЦП. Параметры блока коррекции были выбраны следующими:

- шаг адаптации для коррекции смещения опорного напряжения $\mu = 0,1$;

- шаг адаптации для коррекции коэффициента усиления $\mu_K = 0,1$;

- коэффициент для «усреднения» смещения опорного напряжения $PA = 40\ 000$;

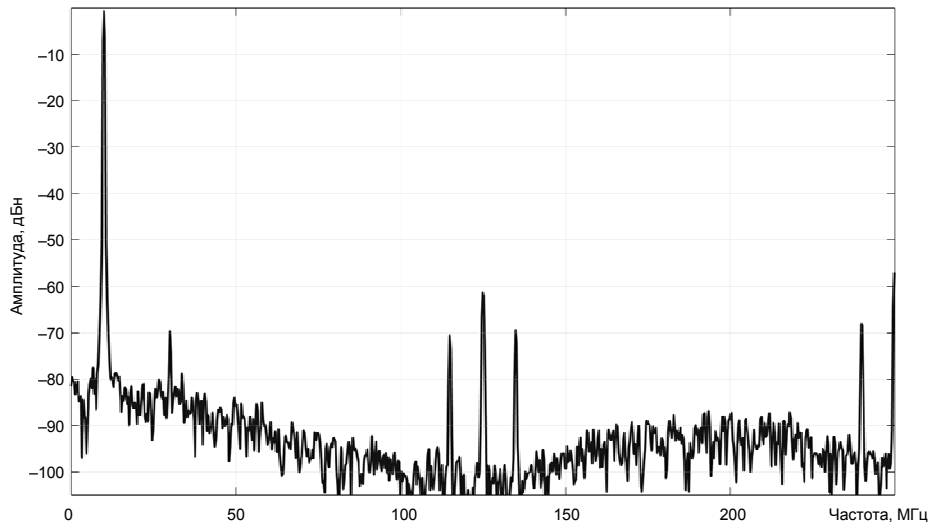


Рис. 4. Спектр сигнала на выходе цифрового мультиплексора при воздействии синусоидального сигнала частотой 10 МГц (без калибровки)

Fig. 4. The spectrum of the signal at the output of the digital multiplexer when exposed to a 10 MHz sinusoidal signal (without calibration)

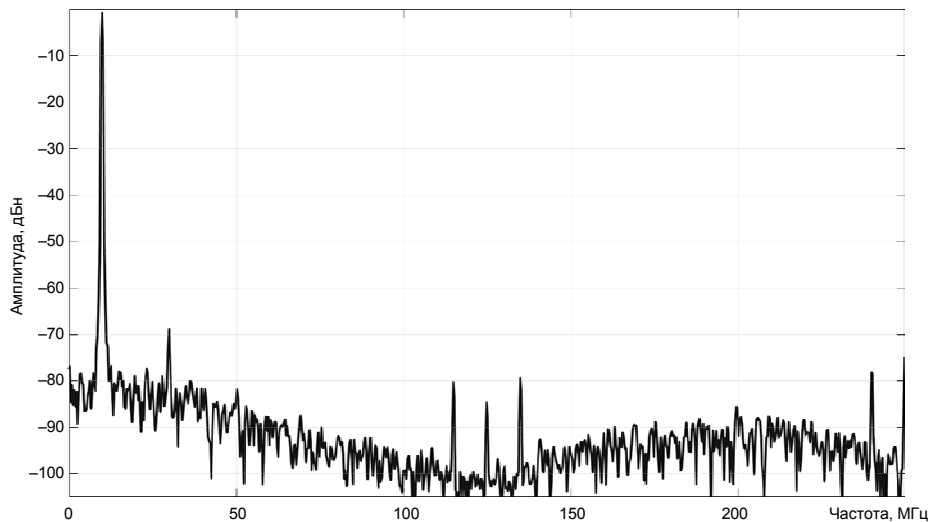


Рис. 5. Спектр сигнала на выходе цифрового мультиплексора при воздействии синусоидального сигнала частотой 10 МГц (с калибровкой)

Fig. 5. The spectrum of the signal at the output of the digital multiplexer when exposed to a sinusoidal signal frequency of 10 MHz (with calibration)

• коэффициент для «усреднения» коэффициента усиления $RK = 40\,000$.

На рис. 5 представлен спектр сигнала на выходе цифрового мультиплексора с откалиброванными АЦП. Как видно из графика, уровень паразитных компонент в

спектре выходного сигнала значительно уменьшился.

Спектральные характеристики сигнала на выходе цифрового мультиплексора с включенным блоком коррекции:

- соотношение сигнал/шум (SNR) 61,3 дБ;

Таблица 2
Спектральные характеристики сигнала при воздействии различных частот

Table 2

Spectral characteristics of the signal when exposed to different frequencies

Частота сигнала, МГц	Спектральные характеристики					
	SNR, дБ		SFDR, дБ		THD, дБ	
	без коррекции	с коррекцией	без коррекции	с коррекцией	без коррекции	с коррекцией
10	53,7	61,3	56,3	68,9	-68,3	-68,2
50	46,5	59,2	51,8	66,7	-51,6	-51,4
150	37,4	55,7	50,6	66,3	-48,7	-48,9
200	34,7	53,6	50,2	66,2	-47,8	-47,7

- динамический диапазон, свободный от искажений (SFDR) 68,9 дБ;
- коэффициент гармонических искажений (THD) -68,2 дБ.

Результаты имитационного моделирования

В табл. 2 представлены спектральные характеристики сигнала (SNR, SFDR, THD) на выходе имитационной модели с откалиброванными и неоткалиброванными АЦП. Параметры блока коррекции: $\mu = 0,1$; $\mu_K = 0,1$; $P_A = 40\ 000$; $P_K = 40\ 000$.

Исходя из представленных данных, можно сделать вывод о том, что использование предлагаемого способа калибровки для коррекции смещения опорного напряжения и коррекции коэффициента усиления позволяет существенным образом улучшить спектральные характеристики сигнала при использовании метода временного уплотнения сигнала.

Заключение

Использование предлагаемого в данной статье способа калибровки АЦП для метода временного уплотнения сигналов позволяет в значительной мере повысить динамические характеристики сигнала. Применение численного метода интегрирования Эйлера для реализации процедуры «усреднения» позволяет существенно сократить вычислительные ресурсы. В ходе анализа результатов имитационного моделирования было установлено, что предлагаемый способ калибровки является частотно-независимым и одинаково эффективен во всей полосе входного сигнала. Ограничением для использования способа может являться выбор параметров для блока коррекции, т. к. скорость калибровки и точность калибровки – это взаимоисключающие понятия. Чем меньше шаг адаптации μ и больше коэффициент усиления P , тем точнее калибруются АЦП, но при этом существенно возрастает время калибровки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Black W.C., Hodges D.A. Time-interleaved converter arrays // IEEE J. Solid-State Circuits. 1980. Vol. 15. No. 12. Pp. 1022–1029. DOI: 10.1109/JSSC.1980.1051512
2. Fateeva A., Nikonova G. Digital receiving devices with time-division multiplexing for bandwidth extension // In Proc. of Ural Symp. on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology. Ekaterinburg, Apr. 2019. DOI: 10.1109/USBREIT.2019.8736656
3. Reyes B.T., Tealdi L., Paulina G., et al. A 6-bit 2GS/s CMOS time-interleaved ADC for analysis of mixed-signal calibration techniques // In Proc. of the IEEE 5th Latin American Symp. on Circuits and Systems. Santiago, Chile, Febr. 2014. Pp. 1–4. DOI: 10.1109/TCSI.2016.2636209
4. Jin H., Lee E.K.F. A digital-background calibration technique for minimizing timing-error effects in time-interleaved ADCs // IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.

2000. Vol. 47. No. 7. Pp. 603–613. DOI: 10.1109/82.850419

5. **Yin Y., Yang G., Chen H.** A novel gain error background calibration algorithm for time-interleaved ADCs // In Proc. of the Internat. Conf. on Anti-counterfeiting, Security, and Identification. Macao, China, 2014. Pp. 42–45. DOI: 10.1049/iet-cds.2018.5194

6. **Wei H.G., Zhang P., Sahoo B.D., Razavi B.** An8 Bit4GS/s 120mWCMOS ADC // IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2014, Vol. 49, No. 8, Pp. 1751–1761. DOI: 10.1109/JSSC.2014.2313571

7. **Chen H., Yin Y.** A low complexity all-digital background calibration technique for time-interleaved ADCs. Hindawi Publishing Corpora-

tion. VLSI Design, 2016. Article ID 6475932 // URL: <http://dx.doi.org/10.1155/2016/6475932>

8. **Eklund J., Gustafsson F.** Digital offset compensation of time interleaved ADC using random chopper sampling // In IEEE Symp. Circuits Syst. May 2000. Pp. 447–450 // URL: https://doi.org/10.1007/978-90-481-9725-5_5

9. **Yin Y., Li J., Chen H.** A digital background calibration algorithm of time-interleaved ADC // In Proc. of the Internat. Conf. on Anti-counterfeiting, Security, and Identification. Macao, China, 2014, Pp. 1–4. DOI: 10.1109/TCSI.2008.2001830

10. **Butcher J.C.** Numerical methods for ordinary differential equations. New York: John Wiley & Sons, 2010. DOI: 10.1007/s11075-009-9285-0

Статья поступила в редакцию 23.10.2019.

REFERENCES

1. **Black W.C., Hodges D.A.** Time-interleaved converter arrays. *IEEE Journal Solid-State Circuits*, 1980, Vol. 15, No. 12, Pp. 1022–1029. DOI: 10.1109/JSSC.1980.1051512

2. **Fateeva A., Nikonova G.** Digital receiving devices with time-division multiplexing for bandwidth extension. In *Proceedings of Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology*, Ekaterinburg, Russia, Apr. 2019. DOI: 10.1109/USBREIT.2019.8736656

3. **Reyes B.T., Tealdi L., Paulina G., et al.** A 6-bit 2GS/s CMOS time-interleaved ADC for analysis of mixed-signal calibration techniques. In *Proceedings of the IEEE 5th Latin American Symposium on Circuits and Systems*, Santiago, Chile, Febr. 2014, Pp. 1–4. DOI: 10.1109/TCSI.2016.2636209

4. **Jin H., Lee E.K.F.** A digital-background calibration technique for minimizing timing-error effects in time-interleaved ADCs. *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, Jul. 2000, Vol. 47, No. 7, Pp. 603–613. DOI: 10.1109/82.850419

5. **Yin Y., Yang G., Chen H.** A novel gain error background calibration algorithm for time-interleaved ADCs. In *Proceedings of the International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification*,

Macao, China, December 2014, Pp. 42–45. DOI: 10.1049/iet-cds.2018.5194

6. **Wei H.G., Zhang P., Sahoo B.D., Razavi B.** An8 Bit4GS/s 120mWCMOS ADC. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2014, Vol. 49, No. 8, Pp. 1751–1761. DOI: 10.1109/JSSC.2014.2313571

7. **Chen H., Yin Y.** A low complexity all-digital background calibration technique for time-interleaved ADCs. Hindawi Publishing Corporation, Vol. 2016, VLSI Design, 2016, Article ID 6475932. Available: <http://dx.doi.org/10.1155/2016/6475932>

8. **Eklund J., Gustafsson F.** Digital offset compensation of time interleaved ADC using random chopper sampling. In IEEE Symp. Circuits Syst., May 2000, Pp. 447–450. Available: https://doi.org/10.1007/978-90-481-9725-5_5

9. **Yin Y., Li J., Chen H.** A digital background calibration algorithm of time-interleaved ADC. In *Proceedings of the International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification*, Macao, China, Dec. 2014, Pp. 1–4. DOI: 10.1109/TCSI.2008.2001830

10. **Butcher J.C.** Numerical methods for ordinary differential equations. New York: John Wiley & Sons, 2010. DOI: 10.1007/s11075-009-9285-0

Received 23.10.2019.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ / THE AUTHOR

ФАТЕЕВА Анна Сергеевна

FATEEVA Anna S.

E-mail: fateewa16@rambler.ru