

Широкополосный приёмник мгновенного измерения частоты *

П. И. Пузырёв, А. Н. Ляшук, С. А. Завьялов

Омский государственный технический университет

Аннотация: В данной работе предложена структура широкополосного приёмника мгновенного измерения частоты, состоящего из аналоговых корреляторов и цифрового блока вычисления оценки частоты. Особенностью данной структуры является использование всего двух аналого-цифровых преобразователей, вне зависимости от ширины рабочего диапазона частот. Расширение частотного диапазона достигается за счет применения каналов с компараторами, причем каждый канал с компаратором увеличивает ширину рабочего частотного диапазона вдвое. Приведен порядок расчета основных характеристик приёмника мгновенного измерения частоты: время задержки и количество каналов с компараторами. Приведены результаты моделирования, показывающие сравнение среднеквадратичного отклонения оценки частоты с известной широкополосной структурой, представленной в литературе, и предлагаемой структурой.

Ключевые слова: мгновенное измерение частоты, МИЧ-приёмник, линия задержки, компаратор, автокорреляционный дискриминатор, АЦП.

Для цитирования: Пузырёв П. И., Ляшук А. Н., Завьялов С. А. Широкополосный приёмник мгновенного измерения частоты // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 2. С. 3–12. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-2-3-12>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Пузырёв П. И., Ляшук А. Н.,
Завьялов С. А., 2024

Статья поступила в редакцию 29.11.2023;
принята к публикации 09.12.2023.

1. Введение

Приёмники мгновенного измерения частоты (МИЧ-приёмники) широко используются при решении задач обнаружения и идентификации источника радиоволн в станциях предупреждения об облучении, средствах радиоэлектронной борьбы и радиоастрономии. Классический МИЧ-приёмник представляет собой автокорреляционный приёмник, на выходе которого сигнал пропорционален разности фаз между прямым и задержанным сигналами (рис. 1). История применения подобных МИЧ-приёмников насчитывает уже более 60 лет [1–2]. К достоинствам такой структуры относятся высокая чувствительность и простота реализации. К недостаткам же относится небольшая рабочая полоса частот (обычно не более 2 ГГц). Проблема узкополосности решается за счет распараллеливания каналов [3], однако это приводит

* Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности» государственной программы Российской Федерации «Научно-технологическое развитие Российской Федерации». Соглашение о предоставлении субсидии № 075-02-2024-1533.

к увеличению габаритов, энергопотреблению и сложности сопряжения с модулем цифровой обработки сигналов.

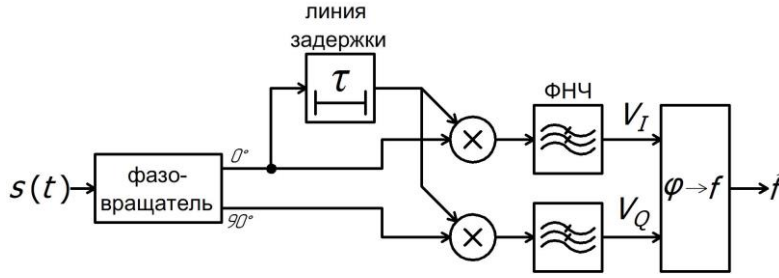


Рис. 1. Классический автокорреляционный приёмник мгновенного измерения частоты

На габариты отдельного МИЧ-приёмника в первую очередь влияет размер линии задержки, которая представляет собой длинную линию. Учитывая тот факт, что задерживать сигнал нужно на время от нескольких сотен пикосекунд до единиц наносекунд [4–12], исполнение МИЧ-приёмника в интегральном виде, даже в виде гибридной микросхемы, становится нетривиальной задачей. Таким образом, рассмотрение новых структур, которые по сложности, массогабаритным параметрам и энергопотреблению незначительно проигрывают классической структуре, сохраняют высокую помехоустойчивость, но обеспечивают значительно большую рабочую полосу частот (10 ГГц и более), является актуальной задачей.

2. Постановка задачи

Рассмотрим работу автокорреляционного МИЧ-приёмника, структурная схема которого представлена на рис. 1 [7], при подаче на вход гармонического сигнала

$$s(t) = A \cos(2\pi f t),$$

где A – амплитуда сигнала, f – частота сигнала в Гц.

Тогда квадратурные составляющие будут описываться выражениями

$$\begin{aligned} V_I(f) &= \frac{A^2}{2} \cos(2\pi f \tau), \\ V_Q(f) &= \frac{A^2}{2} \sin(2\pi f \tau), \end{aligned} \quad (1)$$

где τ – время задержки.

Нахождение оценки частоты сигнала $\hat{f}(f)$ заключается в последовательном вычислении фазового сдвига φ , вызванного линией задержки, с последующим масштабированием

$$\varphi(f) = \text{atan2}[V_I(f), V_Q(f)], \quad (2)$$

$$\hat{f}(f) = \frac{\hat{\varphi}(f)}{2\pi\tau} + \frac{n}{\tau}, \quad (3)$$

где $n \in \mathbb{N}$ обозначает номер диапазона неоднозначности в дискриминационной характеристике (рис. 2). Как видно из рис. 2, рабочий частотный диапазон ограничивается величиной $B_W = 1/\tau$. При этом в силу периодичности дискриминационной характеристики возникает неоднозначность определения частоты: два сигнала с частотами f и $f+B_W$ будут неотличимы.

Таким образом, для расширения рабочего частотного диапазона МИЧ-приёмника, представленного на рис. 1, требуется уменьшение времени задержки τ . Однако, как показано в [8], время задержки также определяет точность определения частоты – чем меньше τ , тем выше СКО оценки частоты. Оценочные значения СКО оценки частоты для автокорреляционных МИЧ-приёмников приведены в [8], [12], [13].

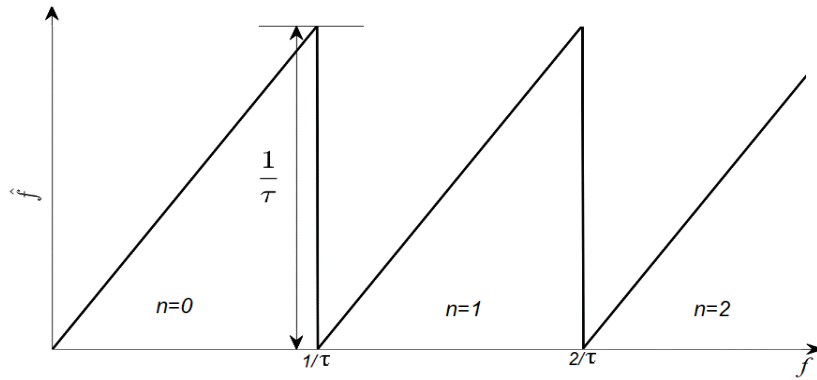


Рис. 2. Дискриминационная характеристика МИЧ-приёмника

Одним из путей решения проблемы компромисса «точность – диапазон частот» является использование структуры МИЧ-приёмника с двумя квадратурными каналами с задержками на τ_1 и τ_2 (рис. 3). В такой структуре рабочий частотный диапазон B_W определяется разностью $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_2$, но при этом СКО оценки частоты определяется τ_1 и τ_2 в отдельности [8].

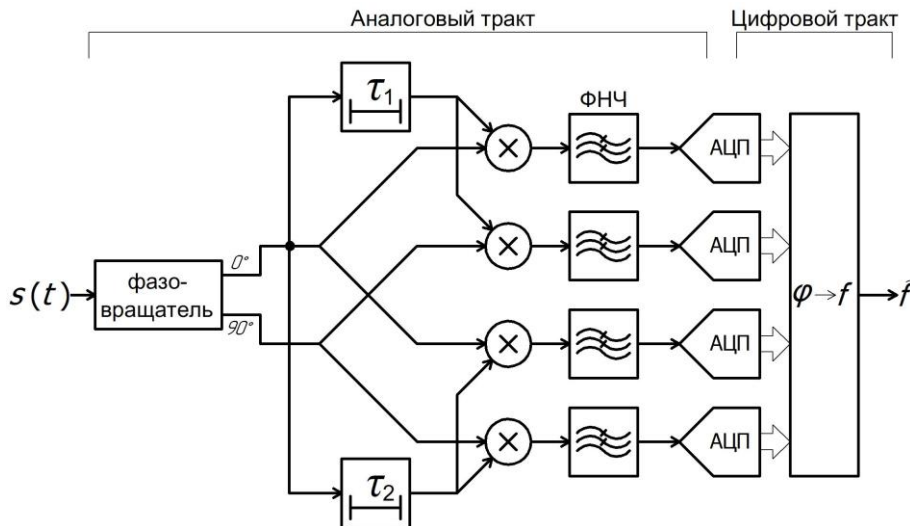


Рис. 3. МИЧ-приёмник с двумя квадратурными каналами

$$B_W = \frac{1}{\Delta\tau} = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1}. \quad (4)$$

В данной структуре также показано разделение, какую часть обработки сигналов целесообразно выполнять в аналоговом виде, а какую – в цифровом.

Недостатком структуры МИЧ-приёмника рис. 3 является необходимость использования четырёх аналого-цифровых преобразователей, по сравнению со структурой на рис. 1, где требуется два АЦП. Учитывая необходимость использования быстродействующих АЦП с частотами преобразования более 100 МГц для оценки частоты коротких радиоимпульсов менее 50 нс (требования к современным системам предупреждения об облучении), сложность реализации может стать ограничительным фактором. Особенно остро проблема встает при реализации многоканальных систем. В данной работе ставится задача уменьшить сложность реализации МИЧ-приёмника за счет уменьшения количества АЦП до двух с сохранением широкополосности и точности определения частоты путем использования новой структуры МИЧ-приёмника, а также разработать алгоритм расчета параметров основных узлов.

3. Описание предлагаемой структуры МИЧ-приёмника

Предлагаемая структура МИЧ-приёмника (рис. 4) базируется на комбинации структур классического МИЧ-приёмника (рис. 1) и МИЧ-приёмника с двоично взвешенными автокорреляционными дискриминаторами [9–11], основным преимуществом которого является использование компараторов вместо АЦП. Недостатком же МИЧ-приёмника с двоично взвешенными дискриминаторами является низкая разрешающая способность Δf , которая зависит от количества каналов k :

$$\Delta f = \frac{B_W}{2^k}. \quad (5)$$

В предлагаемой структуре МИЧ-приёмника точность оценки частоты определяется квадратурными каналами V_I и V_Q (тонкая оценка частоты $\hat{f}_0$), а рабочий частотный диапазон определяется каналами $d_1, d_2 \dots d_k$ (грубая оценка частоты).

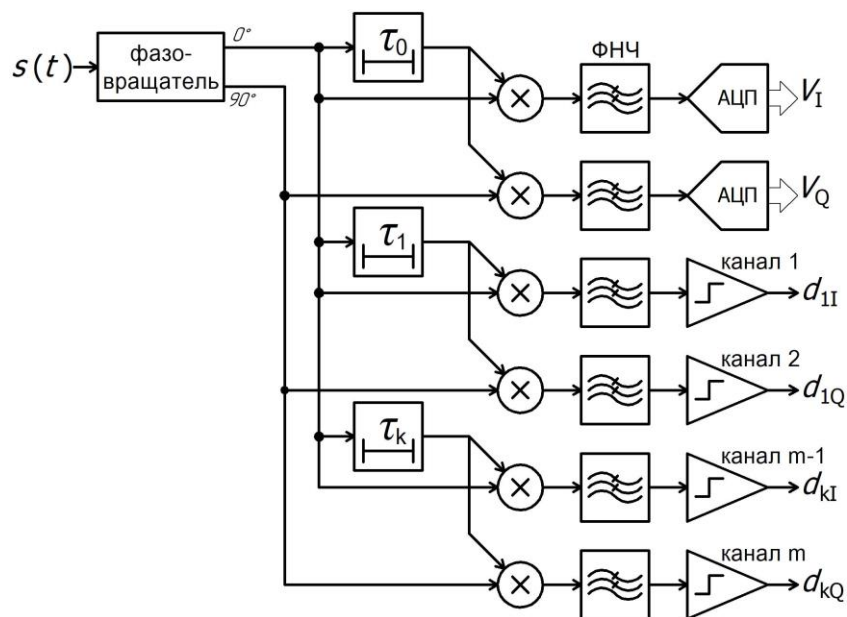


Рис. 4. Предлагаемая структура МИЧ-приёмника

Приведем порядок определения необходимого количества каналов исходя из заданного СКО, отношения сигнал/шум и рабочего частотного диапазона B_W :

1. Определить по графикам, представленным на рис. 5, задержку τ_0 для достижения требуемого СКО оценки частоты при заданном отношении сигнал/шум. Данные графики получены численным моделированием для структуры, изображенной на рис. 1, при входной аддитивной смеси гармонического сигнала и белого гауссовского шума.

2. Определить ширину диапазона неоднозначности для нулевого канала $B_0 = 1/\tau_0$.

Если $B_0 \geq B_W$, то структура сводится к классическому МИЧ-приёмнику без дополнительных каналов с компараторами (рис. 1). Если $B_0 < B_W$, то количество каналов с компараторами m определяется согласно выражению:

$$m = \left\lceil \log_2 \left(\frac{B_W}{B_0} \right) \right\rceil, \quad (6)$$

где $\lceil \cdot \rceil$ обозначает округление вверх.

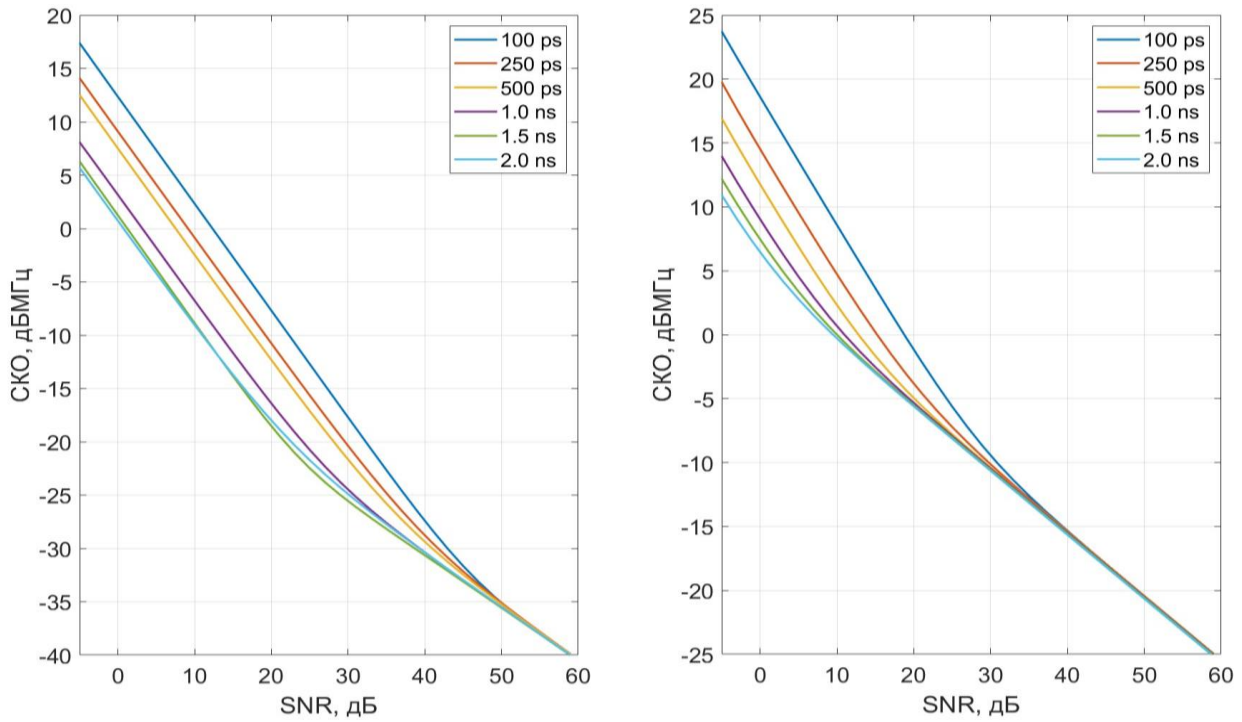


Рис. 5. Зависимость СКО оценки частоты от отношения сигнал/шум на входе МИЧ приёмника: (а) для ФНЧ 10 МГц; (б) для ФНЧ 100 МГц

Задержки τ_k определяются через рекуррентное выражение:

$$\tau_k = G_k \frac{\tau_{k-1}}{4}, \quad G_k \geq 1, \quad (7)$$

где G_k – коэффициент увеличения, который необходим для предотвращения ситуации, когда два или более компараторов переключаются на одной частоте (рис. 6) в пределах рабочего диапазона частот B_W . Если два компаратора на расчетной дискриминационной характеристике будут переключаться на одной частоте, то при изготовлении МИЧ-приёмника из-за ухода параметров задержек τ_k или под воздействием шумов положения фронтов переключения компараторов неизбежно сместятся друг относительно друга. Это приведет к тому, что в окрестностях данной частоты МИЧ-приёмник будет давать ошибку, равную $1/\tau_k$.

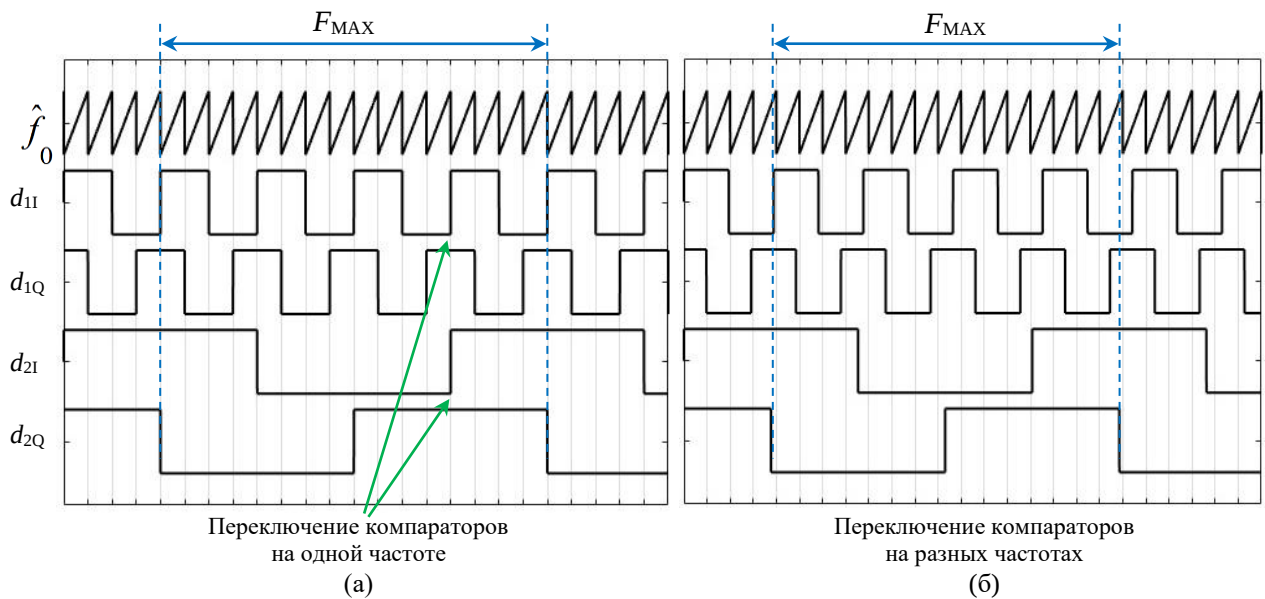


Рис. 6. Дискриминационная характеристика: (а) $G = 1$; (б) $G = 1.03$

Выбор коэффициентов увеличения G_k должен производиться исходя из двух условий:

- 1) отсутствие переключения компараторов на одной частоте в пределах B_W ;
- 2) обеспечение максимального диапазона частот F_{MAX} (интервал частот, в котором оценка частоты вычисляется без неопределенностей) большего, чем рабочий диапазон частот, т.е. $F_{\text{MAX}} \geq B_W$.

Оценка частоты для случая $G_k = 1$ определяется выражениями:

$$\hat{f}_0 = \frac{\text{atan2}(V_I, V_Q) + \pi}{2\pi\tau_0}, \quad (8)$$

$$\hat{f} = \hat{f}_0 + \frac{p_1}{\tau_0} + \frac{p_2}{\tau_1} + \dots + \frac{p_k}{\tau_{k-1}}, \quad (9)$$

$$p_k = \begin{cases} 0, & d_{Qk} > 0 \text{ and } d_{Ik} > 0 \\ 1, & d_{Qk} > 0 \text{ and } d_{Ik} \leq 0 \\ 2, & d_{Qk} \leq 0 \text{ and } d_{Ik} \leq 0 \\ 3, & d_{Qk} \leq 0 \text{ and } d_{Ik} > 0 \end{cases}. \quad (10)$$

Для случая, когда $G_k \neq 1$, вывод выражений для определения оценки частоты является нетривиальной задачей, т.к. на каждом поддиапазоне необходимо учитывать смещение всех характеристик d_k . Однако с практической точки зрения нет необходимости в аналитическом вычислении оценки частоты, поскольку, помимо коэффициентов G_k , на смещение d_k , V_I и V_Q оказывает влияние также непостоянство в частоте характеристик основных узлов МИЧ приёмника: задержки, фазовращателя, смесителя и т.п.

Решением данной проблемы является реализация вычислителя оценки частоты на основе таблицы соответствия (Lookup Table, LUT), в которую записываются значения реальных измерений изготовленного МИЧ-приёмника (рис. 7). Таблица соответствия представляет собой память, адрес для которой формируется из значений $\hat{f}_0$ (младшие N бит) и d_k (старшие m бит). В ячейки памяти с адресами $[d_k, \hat{f}_0]$ записывается цифровой код частоты, соответствующий частоте сигнала с поверенного источника, подключаемого ко входу МИЧ-приёмника.

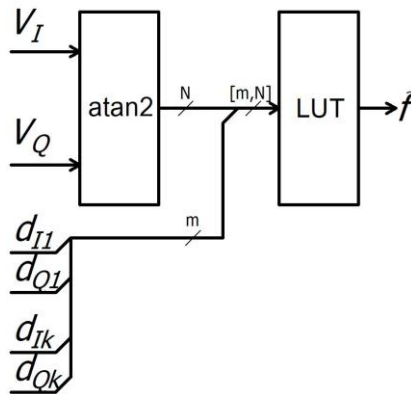


Рис. 7. Вычисление оценки частоты в цифровом тракте МИЧ-приёмника

На рис. 8 представлены сравнительные графики зависимости СКО оценки частоты для предлагаемой структуры МИЧ-приёмника, а также структуры с двумя квадратурными каналами с задержками на τ_1 и τ_2 (рис. 3). Из графиков видно, что предлагаемая структура МИЧ-приёмника показывает небольшое ухудшение СКО оценки частоты по сравнению со схемой [8]: разница 2.2 дБ для $\tau = 100$ пс; 1.5 дБ для $\tau = 500$ пс; 1.7 дБ для $\tau = 1$ нс; 1.3 дБ для $\tau = 2$ нс.

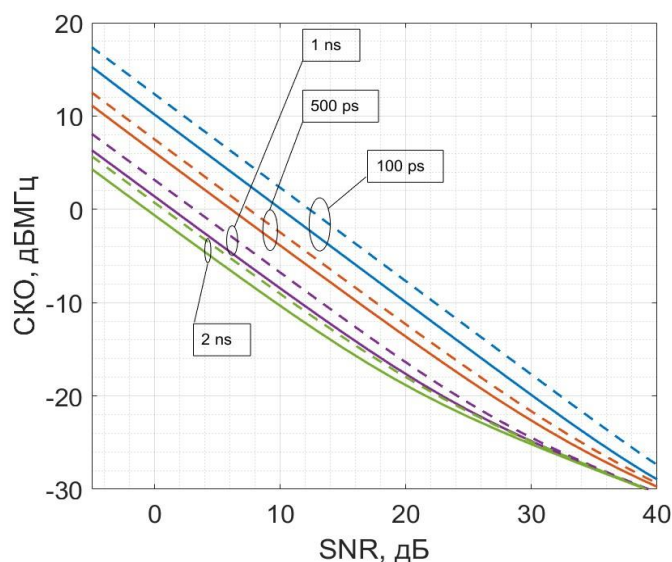


Рис. 8. Сравнение СКО оценки частоты предлагаемой структуры (пунктир) и структуры с двумя квадратурными каналами (сплошные)

4. Заключение

Предложенная структура МИЧ-приёмника обладает рядом преимуществ, таких как снижение сложности реализации за счет использования всего двух быстродействующих АЦП при одновременном сохранении широкополосности. Увеличение рабочего частотного диапазона в 4 раза достигается за счет добавления одной линии задержки и двух цепочек из перемножителей (фазовых детекторов), ФНЧ и компараторов. При этом все линии задержек в предлагаемой структуре конструктивно могут быть исполнены как одна линия задержки с ответвлениями, что позволяет еще уменьшить массогабаритные параметры МИЧ-приёмника.

Приведена последовательность расчета основных параметров приёмника, таких как время задержки и количество каналов с компараторами. Предложено использовать расширяющий коэффициент при расчете линии задержки, что позволяет снизить влияние технологического разброса параметров МИЧ-приёмника на ошибку измерения частоты за счет разнесения частот переключения компараторов.

С помощью математического моделирования установлено, что предложенная схема обеспечивает небольшое ухудшение СКО оценки частоты (1.5 – 2 дБ) по сравнению со структурой с двумя квадратурными каналами [8]. Однако при этом сокращение быстродействующих АЦП позволяет сэкономить габаритные параметры, что важно при реализации в интегральном виде, а также уменьшить энергопотребление и количество интерфейсных линий, что также является ограничительным фактором при реализации в интегральном виде.

Литература

1. Thornton M. J. Ultra-broadband frequency discriminator designs for IFM receivers // IEE Colloquium on Multi-Octave Active and Passive Components and Antennas. London, UK. 1989. P. 13/1–13/4.
2. East P. W. Fifty years of instantaneous frequency measurement // Radar, Sonar & Navigation. 2011. V. 6, № 2. P. 112–122.
3. Keshani S., Masoumi N., Rahimpour H., Safavi-Naeini S. Digital Processing for Accurate Frequency Extraction in IFM Receivers // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. V. 69, № 9. P. 6092–6100.

4. *Lam D., Buckley B. W., Lonappan C. K., Madni A., M. Jalali B.* Ultra-wideband instantaneous frequency estimation // *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*. April 2015. V. 18, № 2. P. 26–30.
5. *Goavec A., Vauché R., Gaubert J., Hameau F., Zarudniev M., Mercier E.* Instantaneous frequency measurement for IR-UWB signal in CMOS 130 nm // *Proc. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, Monte Carlo, Monaco, 2016. P. 157–160.
6. *Mahlooji S., Mohammadi K.* Very High Resolution Digital Instantaneous Frequency Measurement Receiver // *Proc. International Conference on Signal Processing Systems*, Singapore, 2009. P. 177–181.
7. *Егоров Н., Кочемасов В.* Мгновенное измерение частоты: методы и средства // *Электроника, наука, технология, бизнес*. 2017. № 5 (00165). С. 136–141.
8. *Kvachev M. A., Puzyrev P. I., Semenov K. V.* Research of Instantaneous Frequency Measurement Receiver // *Proc. Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)*, Omsk, Russia, 2020, P. 1–5.
9. *Rahimpour H., Masoumi N.* High-Resolution Frequency Discriminator for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2018. V. 67, № 10. P. 2373–2381.
10. *Rahimpour H., Masoumi N.* Design and Implementation of a High-Sensitivity and Compact-Size IFM Receiver // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. July 2019. V. 68, № 7. P. 2602–2609.
11. *Rahimpour H., Masoumi N., Keshani S., Safavi-Naeini S.* A High Frequency Resolution Successive-Band Shifted Filters Architecture for a 15-bit IFM Receiver // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. May 2019. V. 67, № 5. P. 2028–2035.
12. *Pandolfi C., Fitini E., Gabrielli G., Megna E., Zaccaron A.* Comparison of analog IFM and digital frequency measurement receivers for electronic warfare // *Proc. 7th European Radar Conference*, Paris, France, 2010. P. 232–235.
13. *Василенко В. Э., Дикарев Б. Д., Зикий А. Н., Сальный И. А.* Экспериментальное исследование приёмника мгновенного измерения частоты // *Известия ЮФУ. Технические науки*. 2008. № 3. С. 168–171.

Пузырев Павел Иванович

к.т.н., доцент кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики, Омский государственный технический университет (ОмГТУ, 644050, Омск, пр-т Мира, д. 11), e-mail: pipuzyrev@omgtu.ru, ORCID: 0000-0003-0694-9973.

Ляшук Алексей Николаевич

к.т.н., доцент кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики, Омский государственный технический университет (ОмГТУ, 644050, Омск, пр-т Мира, д. 11), e-mail: pribor78@mail.ru, ORCID: 0000-0002-6394-9390.

Завьялов Сергей Анатольевич

к.т.н., доцент кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики, Омский государственный технический университет (ОмГТУ, 644050, Омск, пр-т Мира, д. 11), e-mail: zavyalov62@mail.ru, ORCID: 0000-0001-5114-2074.

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: Каждый автор внес равную долю участия как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.

Broadband Instantaneous Frequency Measurement Receiver

Pavel I. Puzyrev, Aleksey N. Lyashuk, Sergey. A. Zavyalov

Omsk State Technical University (OmSTU)

Abstract: This paper proposes a structure of a broadband instantaneous frequency measurement receiver consisting of an analog correlator and a digital frequency estimation calculation unit. A feature of this structure is the use of only two ADCs regardless of the width of the operating frequency range. Expansion of the frequency range is achieved through the use of channels with comparators, and each channel with a comparator doubles the width of the operating frequency range. The procedure for calculating the main characteristics of a IFM receiver is given: delay time and the number of channels with comparators. Simulation results are presented showing a comparison of the standard deviation of the frequency estimation for the known broadband structure presented in the literature and the proposed structure.

Keywords: instantaneous frequency measurement, IMF receiver, delay line, comparator, auto-correlation discriminator, ADC.

For citation: Puzyrev P. I., Lyashuk A. N., Zavyalov S. A. Broadband instantaneous frequency measurement receiver (in Russian). *Vestnik SibGUTI*, 2024, vol. 18, no. 2, pp. 3-12. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-2-3-12>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

©Puzyrev P. I., Lyashuk A. N.,
Zavyalov S. A., 2024

The article was submitted: 29.11.2023;
accepted for publication 09.12.2023.

References

1. Thornton M. J. Ultra-broadband frequency discriminator designs for IFM receivers. *IEE Colloquium on Multi-Octave Active and Passive Components and Antennas*, 1989, pp. 13/1-13/4.
2. East P. W. Fifty years of instantaneous frequency measurement. *Radar, Sonar & Navigation*, 2011, vol. 6, no. 2, pp. 112-122.
3. Keshani S., Masoumi N., Rahimpour H., Safavi-Naeini S. Digital Processing for Accurate Frequency Extraction in IFM Receivers. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 69, no. 9, pp. 6092-6100.
4. Lam D., Buckley B. W., Lonappan C. K., Madni A., M. Jalali B. Ultra-wideband instantaneous frequency estimation. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, 2015, vol. 18, no. 2, pp. 26-30.
5. Goavec A., Vauche R., Gaubert J., Hameau F., Zarudniev M., Mercier E. Instantaneous frequency measurement for IR-UWB signal in CMOS 130 nm. *2016 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, 2016, pp. 157-160.
6. Mahlooji S., Mohammadi K. Very High Resolution Digital Instantaneous Frequency Measurement Receiver. *2009 International Conference on Signal Processing Systems*, 2009, pp. 177-181.
7. Egorov N., Kochemasov V. Mgnovennoe izmerenie chastoti, metodi i sredstva [Instantaneous frequency measurement: methods and tools]. *Elektronika, nauka, tehnologiya, biznes*, 2017, iss. 5, pp. 136-141.
8. Kvachev M. A., Puzyrev P. I., Semenov K. V. Research of Instantaneous Frequency Measurement Receiver. *2020 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)*, 2020, pp. 1-5.
9. Rahimpour H., Masoumi N. High-Resolution Frequency Discriminator for Instantaneous Frequency Measurement Subsystem. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2018, vol. 67, no. 10, pp. 2373-2381.
10. Rahimpour H., Masoumi N. Design and Implementation of a High-Sensitivity and Compact-Size IFM Receiver. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2019, vol. 68, no. 7, pp. 2602-2609.

11. Rahimpour H., Masoumi N., Keshani S., Safavi-Naeini S. A High Frequency Resolution Successive-Band Shifted Filters Architecture for a 15-bit IFM Receiver. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2019, vol. 67, no. 5, pp. 2028-2035.
12. Pandolfi C., Fitini E., Gabrielli G., Megna E., Zaccaron A. Comparison of analog IFM and digital frequency measurement receivers for electronic warfare. *The 7th European Radar Conference*, 2010, pp. 232-235.
13. Vasilenko V. E., Dikarev B. D., Zikii A. N., Salnii I. A. Eksperimentalnoe issledovanie priemnika mgnovennogo izmereniya chastoti [Experimental research of instantaneous frequency measurement receiver]. *Izvestiya YuFU. Tehnicheskie nauki*, 2008, no. 3. pp. 168-171.

Pavel I. Puzyrev

Cand. of Sci. (Engineering), Associate Professor of Radio Engineering devices and Diagnostic Systems Department, Omsk State Technical University (OmSTU, Russia, 644050, Omsk, Mira Ave. 11), e-mail: pipuzyrev@omgtu.ru, ORCID: 0000-0003-0694-9973, ResearcherID: E-8041-2014.

Aleksey N. Lyashuk

Cand. of Sci. (Engineering), Associate Professor of Radio Engineering devices and Diagnostic Systems Department, Omsk State Technical University, e-mail: pribor78@mail.ru, ORCID: 0000-0002-6394-9390, ResearcherID: R-2812-2016.

Sergey A. Zavyalov

Cand. of Sci. (Engineering), Associate Professor of Radio Engineering devices and Diagnostic Systems Department, Omsk State Technical University, e-mail: zavyalov62@mail.ru, ORCID: 0000-0001-5114-2074, ResearcherID: E-8661-2014.