

Цифровой измеритель частоты с повышенной точностью и быстродействием для доплеровского измерителя скорости

Е.В. Ливенцев, А.Л. Переверзев, Е.В. Примаков, Д.В. Рыжкова, А.М. Силантьев

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, olmer.aod@gmail.com

Аннотация — В статье рассмотрена задача быстрого измерения частоты низкочастотного сигнала в доплеровском измерителе скорости. Приведён анализ методов измерения частоты и предложена структура аппаратного блока частотомера с уточнением перехода через ноль для системы на основе ПЛИС, управляющей измерителем. В статье приведено сравнение погрешности способа измерения частоты с уточнением перехода через ноль с погрешностью аналогичного способа без аппроксимации. В статье приведены результаты анализа характеристик разработанного блока на примере реального сигнала. В ходе работы было проведено моделирование и получены экспериментальные зависимости погрешности предложенного способа измерения от соотношения частот измеряемого и опорного сигнала.

Ключевые слова — частотомер, ИУС, ПЛИС, FPGA.

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время задача измерения скорости движущихся объектов актуальна для систем помощи водителям, систем автоматического управления летательными аппаратами и других информационно-управляющих систем. Повышение точности и быстродействия измерения скорости позволяет уменьшить время реакции, которое во многих случаях является критическим параметром всей системы управления в целом. Для измерения скорости могут использоваться фотокамеры, радары и смешанные системы. В случае применения радаров скорость может определяться по частоте доплеровского смещения отражённого от объекта сигнала.

В рамках информационно-управляющей системы (ИУС) частотомер может быть реализован различными способами. Это может быть как отдельный блок, спроектированный на базе дискретных компонентов, так и функциональный блок системы на кристалле или ПЛИС. В случае, когда ИУС базируется на ПЛИС, заказной или полузаказной интегральной схеме, реализация частотомера в виде сложно функционального блока позволяет удешевить изделие за счёт отказа от части дискретной компонентной базы, а также снизить энергопотребление.

В настоящей работе приведён анализ методов измерения частоты и проведена оценка их погрешностей. На основе оценки погрешностей выбран способ измерения с уточнением перехода через

ноль и предложена структура сложно функционального блока, реализующего данный способ. Блок был разработан и применён в доплеровском измерителе скорости. В статье приводятся схема проверки цифрового блока измерителя частоты и экспериментальные данные измерений. Выбор способа измерения производился исходя из требований к блоку по точности определения частоты 0,5% для сигнала в полосе 10 – 16 КГц. При этом время измерения не должно превышать 2 мс.

II. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ

В процессе проектирования блока частотомера был проведён анализ методов измерения частоты. Ниже приводится краткий обзор рассмотренных методов, их методическая погрешность и краткие комментарии о применимости для измерений с повышенной точностью и быстродействием.

A. Быстрое преобразование Фурье

Для определения частоты сигнала может быть использовано быстрое преобразование Фурье (БПФ) [1]. Оценка абсолютной погрешности по частоте, получаемая при использовании БПФ, фактически равна половине разрешающей способности и вычисляется как

$$\Delta F = \frac{F_s}{N/2}, \quad (1)$$

где F_s — частота следования выборок дискретного сигнала, N — число точек БПФ.

Использование БПФ позволяет снизить влияние шумов (в том числе фазовых) на измерение, но обладает рядом недостатков:

- необходимость в накоплении выборки,
- быстрый рост выборки и вычислительной сложности при увеличении точности.

Эти особенности не позволяют использовать БПФ для получения частотомера с требуемой точностью и скоростью измерения.

B. Электронно-счётный частотомер

Электронно-счётный частотомер вычисляет измеряемую частоту путём подсчёта количества

импульсов, сформированных из входного сигнала (чаще всего получаемых с помощью компаратора) за заранее определённое время. Интервал времени задаётся с помощью опорного генератора. Частота измеряемого сигнала вычисляется как

$$F = \frac{N}{T_{II}}, \quad (2)$$

где N — количество подсчитанных импульсов, а T_{II} — временной интервал измерения.

Методическая погрешность этого метода измерения обусловлена несовпадением времени появления импульсов опорной частоты с появлением импульсов, сформированных из сигнала, и не превышает периода одного импульса опорной частоты [2].

Тогда справедлива оценка абсолютной погрешности измеренной частоты:

$$\Delta F = \frac{\Delta N * F}{N} = \frac{F}{N} = \frac{1}{T_{II}}, \quad (3)$$

где ΔN — погрешность измерения в периодах импульсов опорной частоты.

Для получения более точных значений измеряемой частоты требуется не только обеспечить стабильность опорного генератора, но и расширить временной интервал, на котором проводится измерение, что приводит к низкому быстродействию. Для уменьшения погрешности измерения интервал должен быть тем больше, чем ниже измеряемая частота.

Этот метод измерения частоты также не удовлетворяет поставленным перед блоком частотомера требованиям к точности и скорости.

С. Измеритель периода сигнала

Вычисление частоты с использованием данного метода заключается в подсчёте количества импульсов опорного генератора сигналов, поступающих за единичный период измеряемого [3].

Точность измерения зависит от отношения измеряемой и опорной частоты. Оценка погрешности имеет вид

$$\Delta F = \frac{2F_R^2}{F_S - 2F_R}, \quad (4)$$

где F_S — частота следования импульсов опорного генератора, F_R — частота измеряемого сигнала.

Преимуществами метода являются простота вычислений и реализации, а также скорость, так как для проведения измерения требуется всего один период измеряемого сигнала. Однако оценка частоты по единичному периоду не гарантирует достоверности

измерения, если измеряемый сигнал модулирован по частоте или зашумлён.

III. СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ С АППРОКСИМАЦИЕЙ

Как видно из приведённого выше обзора наиболее подходящим методом для реализации быстродействующего измерителя частоты является метод измерения периода сигнала. Для повышения точности измерений предлагается использовать способ измерения периода с уточнением перехода через ноль [4, 5, 6].

Так как измеритель обрабатывает дискретный сигнал и использует для измерения периода опорную частоту, то прямое уточнение положения перехода через нулевой уровень невозможно.

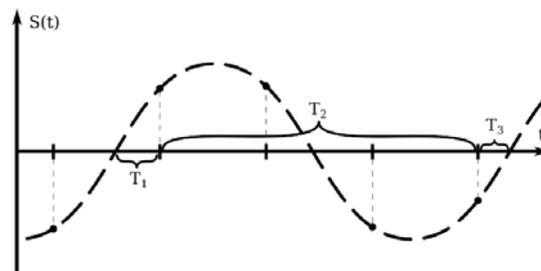


Рис. 1. Целочисленная и дробная часть измеренного периода в тактах опорной частоты

В качестве решения предлагается использовать аппроксимацию сигнала вблизи нуля для вычисления дробной части отсчётов опорной частоты, в которых произошел переход сигнала через нулевой уровень (рис. 1) [5, 6]. Тогда уточнённый период сигнала можно представить как:

$$T = T_1 + T_2 + T_3, \quad (5)$$

где T_1 — дробное число тактов опорной частоты, прошедшее с предыдущего перехода через ноль, T_2 — измеренная длительность периода в тактах опорной частоты, T_3 — дробное число тактов опорной частоты, предшествующих следующему переходу через ноль.

Применив линейную аппроксимацию для сигнала вблизи нуля (рис. 2) получим:

$$T_1 = 1 - \frac{S_0 - S(t_0)}{S(t_1) - S(t_0)}, \quad (6)$$

$$T_3 = \frac{S_0 - S(t_0)}{S(t_1) - S(t_0)}. \quad (7)$$

При этом вычисленное при переходе сигнала через ноль значение T_3 является составляющей частью предыдущего измеренного периода, а T_1 — текущего.

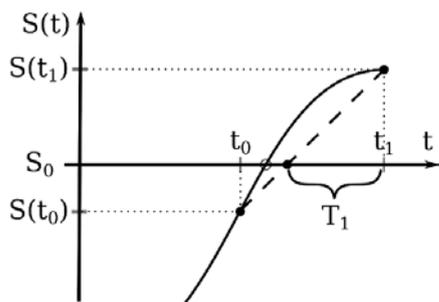


Рис. 2. Линейная аппроксимация сигнала вблизи нуля

Такой способ позволяет уточнить период измеряемого сигнала, но не компенсирует чувствительности метода к фазовым и амплитудным шумам.

IV. ОЦЕНКА МЕТОДИЧЕСКОЙ ТОЧНОСТИ СПОСОБА ИЗМЕРЕНИЯ С УТОЧНЕНИЕМ ПЕРЕХОДА ЧЕРЕЗ НУЛЬ

Для сравнительной оценки методической точности измерений периода сигнала с аппроксимацией и без неё были использованы программные модели соответствующих измерителей. Необходимо отметить, что погрешность измерения может варьироваться в зависимости от фазового соотношения измеряемого и опорного сигналов. Поэтому для оценки погрешностей использованы максимальные значения разности фаз. Рис. 3 демонстрирует зависимость максимальной методической погрешности от соотношения частот опорного сигнала и измеряемого сигнала.

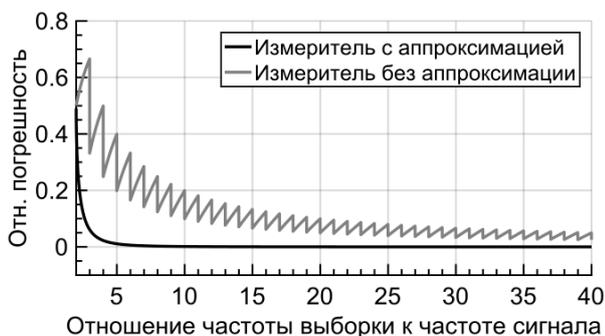


Рис. 3. Сравнительная оценка методической точности способов измерения периода

Измеритель с аппроксимацией вблизи уровня нуля демонстрирует меньший уровень методической погрешности, особенно при соотношении частот сигналов в 5 раз и более, сохраняя при этом многие достоинства реализации без аппроксимации.

V. АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Для управления устройством измерения скорости была спроектирована система на ПЛИС, включающая цифровой фильтр, процессорное ядро, блок управления СВЧ, контроллеры периферии, блок амплитудного детектора и блок измерителя частоты (рис. 4). Система была реализована на ПЛИС Xilinx Artix-7 25T.

Система построена на основе софт-процессора uRV[7] (разработан CERN) архитектуры RISC-V со встроенной памятью данных и команд. Она функционирует следующим образом: блок управления СВЧ настраивает и формирует управляющие сигналы для СВЧ части измерителя скорости, результатом работы которого является НЧ сигнал доплеровской частоты. Сигнал поступает на АЦП далее на цифровой полосовой фильтр и затем в блоки детектора и счётчика частоты.

Цифровой фильтр применён для подавления внеполосных паразитных гармоник и помех, которые, как было замечено выше, негативно влияют на работу измерителя частоты. В измерителе скорости был применён КИХ фильтр 55-го порядка с полосой пропускания 10 – 16 кГц и запирающим на уровне -60 дБ. Групповая задержка фильтра при частоте следования выборок 100 кГц составляет 0.23 мс.

Использование в системе аппаратного блока обнаружителя позволяет сократить время от обнаружения сигнала до момента измерения. Результаты измерения считываются и обрабатываются на процессорном ядре.

Сложно функциональный блок измерителя частоты обеспечивает доступ к настройкам и результатам измерений через контроллер системной шины. Такое решение позволило осуществлять настройку блока и управление его работой, а также получить доступ к измеренным значениям со стороны программного обеспечения. В качестве механизма сигнализации блоком окончания вычислений было решено использовать прерывание.

Стоит отметить, что обработка прерывания не происходит мгновенно. Из этого следует необходимость обеспечить такую частоту вызова прерываний, чтобы время, необходимое для обработки полученных данных, было меньше её периода. В случае, когда частота сигнала превышает скорость обработки прерываний, можно путем введения в сложно функциональный блок памяти полученных значений сократить число вызовов прерывания.



Рис. 4. Структурная схема аппаратуры неконтактного датчика скорости



Рис. 5. Структурная схема блока измерения периода сигнала с аппроксимацией сигнала вблизи уровня нуля

Блок измерения периода сигнала (рис. 5) функционирует следующим образом:

Сигнал поступает на вход детектора перехода через нулевой уровень. На второй вход детектора поступает предыдущий отсчет сигнала. Детектор перехода через нуль представляет собой цифровую схему на основе компараторов. При обнаружении перехода сигнала через нулевой уровень детектор формирует строб, запускающий работу блоков вычисления целой части и дробной части.

Блок вычисления целой части представляет собой целочисленный измеритель периода сигнала на основе счётчика, в качестве опорной частоты использующий частоту дискретизации АЦП.

Блок вычисления дробной части принимает на вход два отсчёта, между которыми был обнаружен переход через нулевой уровень, и производит интерполяцию по формулам (6), (7), а вычисленный на предыдущем периоде сигнала результат сохраняется и используется для вычисления (5). Наиболее ресурсоёмкой операцией, реализуемой блоком вычисления дробной части, является деление. Для оптимизации аппаратных затрат и повышения максимальной тактовой частоты используется конвейеризованный делитель. По причине более высоких задержек в тракте вычисления дробной части возникает необходимость в синхронизации потоков выходных данных из двух блоков. Для этой цели использована буферная память типа «очередь».

Вычисленные компоненты T_1 , T_2 и T_3 поступают в сумматор, формирующий окончательный результат измерения в формате с фиксированной точкой, который затем передаётся в блок управления. Блок управления координирует работу вычислительных блоков, генерирует сигналы прерываний и реализует связь с процессором по системной шине. Прерывания

вырабатываются сразу по окончании вычисления значения одного периода сигнала.

VI. ХАРАКТЕРИСТИКИ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

В рамках работы были получены экспериментальные сравнительные результаты измерений частоты спроектированным блоком и блоком без уточнения положения перехода через нуль.

Схема экспериментальной измерительной установки представлена на рис. 6.



Рис. 6. Схема измерительной установки

Измерительная установка включает в себя лабораторный генератор низкочастотных сигналов, а также макетную плату с АЦП (разрешение 8 бит, частота следования выборок – 100 кГц) и ПЛИС, в которой реализована проверяемая цифровая подсистема измерителя. Сигнал с эталонной частотой из генератора поступает на вход макетной платы с АЦП. После оцифровки и фильтрации сигнал поступает в измеритель. Измеренные значения частоты передаются на персональный компьютер и затем статистически обрабатываются на нём. Диапазон измеряемых частот соответствует рабочему диапазону устройства и составляет 10 – 16 кГц с шагом в 0.5 кГц.

С целью компенсации чувствительности блока измерителя частоты к шумам и повышения точности в программном обеспечении цифровой подсистемы измерителя скорости был реализован алгоритм фильтрации импульсных помех: после проведения 10

измерений периода отбрасывается минимальное и максимальное значение, а за результат принимается среднее арифметическое от оставшихся значений.

Статистическая обработка выполнялась над выборкой в 3000 результатов измерений. За меру погрешности измерения принято максимальное зафиксированное отклонение измеренной частоты от эталонной (частоты генератора). Графическая интерпретация результатов измерения и обработки данных представлена на рис. 7.

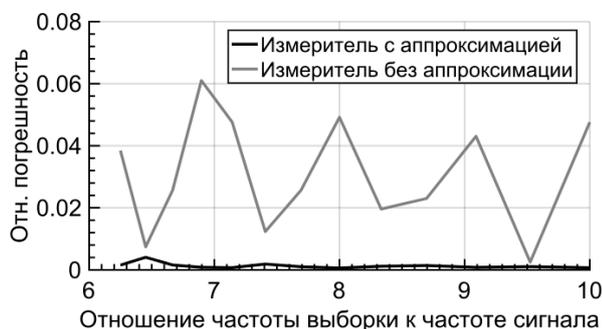


Рис. 7. Сравнительная оценка экспериментальной точности способов измерения периода

В результате эксперимента установлено, что измеритель частоты сигнала с аппроксимацией уровня нуля предлагает выгодное соотношение точности и быстродействия. В рассмотренной реализации для проведения одного измерения необходимо накопление 10 периодов сигнала, что соответствует 1 мс на нижней границе рабочей полосы частот. С учетом групповой задержки цифрового полосно-пропускающего фильтра максимальная оценка времени одного измерения – 1.5 мс с учётом пост-обработки. Относительная погрешность определения частоты не превысила 0.41%. Кроме того, подтверждена возможность работы измерителя на относительно низких частотах дискретизации, что позволяет уменьшить требования к

характеристикам АЦП и тем самым упростить и удешевить конечное устройство.

VII. ВЫВОДЫ И НАПРАВЛЕНИЯ ДАЛЬНЕЙШИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Был реализован аппаратный блок измерителя частоты, основанный на способе измерения периода с аппроксимацией перехода через ноль. Для анализа погрешности метода была построена математическая модель. Результаты измерения точностных характеристик и характеристик быстродействия реализованного блока показали соответствие модели. Продемонстрировано, что применение выбранного способа позволяет существенно снизить требования к аппаратной части, сохраняя высокую точность и быстродействие.

В дальнейшем планируется провести исследование влияния длительности выборки и применения различных алгоритмов пост-обработки на точностные характеристики и быстродействие измерителя.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2000. С. 396-397.
- [2] Lyons R.G. Understanding Digital Signal Processing. Boston, M.A.: Addison-Wesley, 1996. P. 738-739.
- [3] Нефедов В.И., Сигов А.С., Битюков В.К., Самохина Е.В. Электрорадиоизмерения. М.: Форум, 2018. С. 200-203.
- [4] Terauds M., Zutens K. Low Complexity DSP Block Design Methodology For Road Speed Monitoring // Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO). Riga. 2017, P. 162-166.
- [5] Kim S., Nguyen C. On the development of a multifunction millimeter-wave sensor for displacement sensing and low-velocity measurement // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2004. P. 2503-2512.
- [6] Plantier G., Servagent N., Sourice A., Bosch T. Real-time parametric estimation of velocity using optical feedback interferometry // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2001. P. 915-919.
- [7] URL: <https://www.ohwr.org/projects/urv-core/wiki> (дата обращения: 25.05.2018).

Accurate High-Speed Frequency Meter for Doppler Initial Velocity Measurement

E.V. Liventsev, A.L. Pereverzev, E.V. Primakov, D.V. Ryzhkova, A.M. Silantiev

National Research University of Electronic Technology, Moscow, olmer.aod@gmail.com

Abstract — The article considers the issue of high-speed frequency measurement of low-frequency signal for initial velocity estimation in Doppler velocity meter. Authors reviewed existing frequency measurement techniques and proposed another measurement method with a structure of the hardware frequency meter block for a system on FPGA controlling Doppler meter. The article gives a measurement

error calculation for proposed method and analysis of developed structure characteristics on real signal.

Keywords — frequency meter, control system, FPGA.

REFERENCES

- [1] Baskakov S.I. Radiotekhnicheskiye tsepi i signaly (Radio engineering circuits and signals). Moscow: Higher School, 2000. P. 396-397.
- [2] Lyons R.G. Understanding Digital Signal Processing. Boston, M.A.: Addison-Wesley, 1996. P. 738-739.
- [3] Nefedov V.I., Sigov A.S., Bitjukov V.K., Samokhina E.V. Radioelektronnyye izmereniya (Electroradiometry). M.: Forum, 2018. P. 200-203.
- [4] Terauds M., Zutens K. Low Complexity DSP Block Design Methodology For Road Speed Monitoring // Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO). Riga. 2017, P. 162-166.
- [5] Kim S., Nguyen C. On the development of a multifunction millimeter-wave sensor for displacement sensing and low-velocity measurement // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2004. P. 2503-2512.
- [6] Plantier G., Servagent N., Sourice A., Bosch T. Real-time parametric estimation of velocity using optical feedback interferometry // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2001. P. 915-919.
- [7] URL: <https://www.ohwr.org/projects/urv-core/wiki> (access date: 25.05.2018)