

УДК 621.372.542.3

## Метод цифровой обработки сигналов синусно-косинусного инкрементального датчика положения для исключения влияния постоянной составляющей этих сигналов<sup>1</sup>

А.С. Анучин, В.С. Подзорова, В.И. Кульманов, Д.М. Шпак  
ФГБОУВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ»», г. Москва, Российская Федерация  
E-mail: Anuchin.Alecksey@gmail.com

### Авторское резюме

**Состояние вопроса:** В настоящее время синусно-косинусные инкрементальные датчики положения ротора находят применение в высокоскоростных электроприводах. Постоянная составляющая сигналов таких датчиков может существенно снижать точность оценки скорости. Обычно данная проблема решается применением фильтров верхних частот 0. Из-за дифференцирования по времени данные фильтры имеют проблемы с работой на малых скоростях. В связи с этим необходим метод устранения влияния постоянной составляющей в системе оценки скорости, не имеющий данного недостатка. Требуемые показатели системы оценки скорости: полоса пропускания измерителя скорости должна быть не менее 4 кГц; точность –  $\pm 25$  об/мин в диапазоне от 0 до 30000 об/мин.

**Материалы и методы:** Использованы результаты моделирования и экспериментальных исследований электропривода с синусно-косинусным инкрементальным датчиком положения, показывающие влияние постоянной составляющей во входных сигналах на точность оценки скорости на основе ФАПЧ (PLL). Для устранения влияния постоянной составляющей использованы методы цифровой обработки сигналов.

**Результаты:** Предложена реализация цифрового фильтра верхних частот, в которой дифференцирование по времени заменяется дифференцированием по углу. Результаты моделирования и экспериментов показывают корректность работы такого фильтра в широком диапазоне рабочих скоростей привода, включая нулевую скорость (останов).

**Выводы:** Установлено, что предложенный метод подавления постоянной составляющей сигналов может применяться для повышения точности системы оценки скорости с синусно-косинусными инкрементальными датчиками положения. Погрешность расчета скорости укладывается в допустимые пределы  $\pm 25$  об/мин.

**Ключевые слова:** регулируемый электропривод, автоматическая настройка, управление приводами, управление движением, станочные приводы, датчики положения, обработка сигналов.

## Method of digital processing of sine/cosine incremental encoder signals for eliminating the effect of the dc component of these signals

A.S. Anuchin, V.S. Podzorova, V.I. Kulmanov, D.M. Shpak  
National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow, Russian Federation  
E-mail: Anuchin.Alecksey@gmail.com

### Abstract

**Background:** Sine/cosine incremental encoders are used currently in high-speed electric drives. The signal DC component of such encoders can significantly reduce the accuracy of speed estimation. Usually this problem is solved by applying high-pass filters 0. Due to time differentiation, these filters have problems in operation at low speeds. A method without this drawback should be developed to eliminate the effect of the DC component on the speed estimation system. The required speed estimation system performance parameters are: the speed estimator bandwidth of at least 4 kHz; the accuracy of  $\pm 25$  rpm in the range from 0 to 30000 rpm.

**Materials and methods:** We used the results of simulation and experimental studies of the electric drive with a sine/cosine incremental encoder, showing the effect of the constant component of the input signals on the PLL-based speed estimation system accuracy. To eliminate the effect of the DC component, we used methods of digital signal processing.

**Results:** We propose implementation of a digital high-pass filter in the angle domain instead of the time domain. The results of the simulation and experiments show the correctness of such filter operation in a wide range of drive operating speeds, including zero speed (stop).

**Conclusions:** It has been determined that the proposed method of signal DC component suppression can be used to improve the accuracy of a speed estimation system with sine/cosine incremental encoders. The accuracy of speed calculation is within the permissible limits of  $\pm 25$  rpm.

**Key words:** controlled electric drive, auto-tuning, drive control, motion control, machine tool drives, encoders, signal processing.

DOI: 10.17588/2072-2672.2017.6.033-039

<sup>1</sup> Исследование проводилось при поддержке гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-10618).

**Введение.** Синусно-косинусные инкрементальные датчики положения ротора (ДПР) используются в различных типах электроприводов. Такие ДПР имеют меньшее количество импульсов на оборот, по сравнению с инкрементальными ДПР с прямоугольными выходными сигналами, но аналоговые синусные и косинусные сигналы могут быть использованы для увеличения разрешения и получения углового положения внутри одного импульса. Эти ДПР нашли применение в высокоскоростных приводах шпинделей благодаря простоте своей конструкции и высокой точности. Внешний вид установленного датчика представлен на рис. 1.

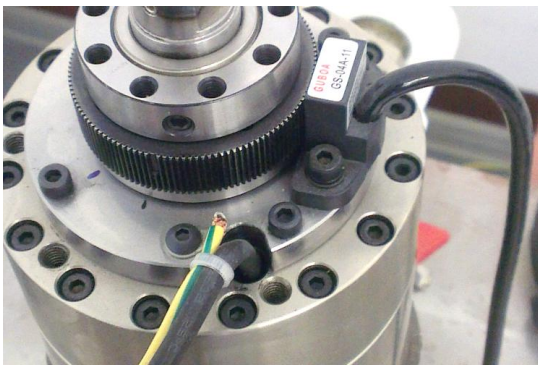


Рис. 1. Синусно-косинусный инкрементальный энкодер, установленный на валу двигателя

Шестерня с зубьями помещается на вал двигателя, а считывающая головка размещается на его корпусе. В ней используется постоянный магнит для возбуждения и магниторезистивные датчики для получения квадратурных сигналов синуса и косинуса.

На высоких скоростях частота сигналов увеличивается, их можно преобразовать к TTL-уровню и использовать для оценки положения и скорости с помощью квадратурного декодера (QEP) микроконтроллера 00. Но для низких скоростей (до 3000 об/мин) частота сигнала снижается, поэтому полоса пропускания алгоритма оценки скорости оказывается недостаточной. В этом случае для оценки скорости должны использоваться синусные и косинусные сигналы.

Одним из простейших методов оценки скорости для квадратурных сигналов синусоидальной формы является метод на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) (в англоязычной литературе PLL) 0, 0. Структурная схема этого метода представлена на рис. 2. В PLL содержится оценка скорости и углового положения. Сигналы с датчика преобразуются с помощью АЦП микроконтроллера. PLL проверяет правильность оценки скорости и угла, сравни-

вая расчетный и измеренный углы. Углы можно сравнить путем вычитания расчетного угла из измеренного. Но для получения измеренного угла из синусоидальных и косинусных сигналов должна быть рассчитана функция atan2 (арктангенс угла между осью x и линией, проходящей через начало координат и точку, заданную координатами x,y).

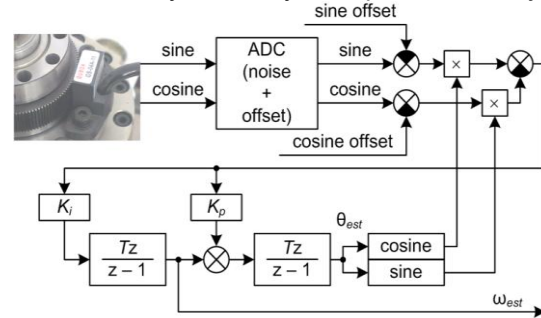


Рис. 2. Модуль оценки скорости на основе PLL

Эта функция достаточно сложна даже для современных микроконтроллеров, и для экономии вычислительных ресурсов лучше получить синус и косинус расчетного угла и выполнить умножение данных с датчика и расчетных как комплексных чисел. Мнимая часть произведения одного числа с комплексно сопряженным другим числом приблизительно пропорциональна ошибке в значении угла между оценкой и данными энкодера. Эта погрешность используется как вход ПИ-регулятора, который производит расчет значения скорости. Его выход является оценкой скорости с высоким уровнем шума, но его интегральная составляющая содержит отфильтрованный сигнал скорости, подходящий для использования в качестве обратной связи. Использование ПИ-регулятора в обратной связи позволяет добиться широкой полосы пропускания модуля оценки скорости и подавления шумов АЦП во входных сигналах.

Шумы АЦП могут быть сглажены без существенного влияния на полосу пропускания. Помимо этого, сигналы АЦП зачастую имеют постоянную составляющую. Она невелика, но приводит к смещению годографа сигналов синуса и косинуса. Это вызывает периодические пульсации измеренного угла, которые имеют гораздо меньшую частоту, чем шум АЦП, по причине чего не могут быть отфильтрованы без уменьшения полосы пропускания модуля оценки скорости.

Постоянное смещение можно настроить вручную, когда на вход АЦП микроконтроллера подается нулевой сигнал. Но во время настройки необходимо отключать датчик положения. Кроме того, этот метод

не применим, если сам энкодер имеет постоянную составляющую в своих сигналах.

Другой способ – использовать цифровой фильтр верхних частот для устранения постоянной составляющей сигнала. Проблема этого метода заключается в том, что он должен быть отключен, когда привод остановлен. В противном случае фильтр «обнулит» неизменные во времени сигналы как постоянную составляющую и это приведет к неправильной оценке скорости при запуске двигателя. Даже на высоких скоростях проблема фильтра верхних частот будет возникать из-за эффектов дискретизации, потому что, если измерения производятся только в нескольких точках на периоде сигнала, их вычисленная постоянная составляющая может отличаться от фактической.

Для решения проблемы постоянной составляющей во входных сигналах было предложено реализовать фильтр верхних частот не во временной области, а в угловой (дифференцирование по времени заменить дифференцированием по углу).

**Методы исследования. Проблема шумов и постоянных составляющих в АЦП и датчике.** Испытательный стенд включает в себя асинхронный двигатель и синусно-косинусный энкодер с 128 импульсами на один оборот. На низких скоростях оценка скорости выполняется с использованием метода на основе PLL. На высоких скоростях используется модуль квадратурного декодера (QEP) микроконтроллера.

Есть два вида ошибок, которые влияют на метод оценки скорости PLL. Это шумы АЦП и смещение сигнала. Уровень шума АЦП обычно зависит от качества входных цепей и их устойчивости к помехам от воздействия коммутаций инвертора. Обычно этот шум может быть представлен как случайный «дребезг» двух младших двоичных разрядов данных АЦП. В случае низкой устойчивости к помехам от инвертора эта ошибка может стать систематической, если время переключения соответствует окну выборки АЦП. В этом случае требуется

улучшение помехоустойчивости. Модуль на основе PLL обеспечивает две оценки скорости: на выходе ПИ-регулятора (справа от сумматора) и на выходе интегральной составляющей ПИ-регулятора (слева от сумматора). В выходе интегральной составляющей шумы АЦП отфильтрованы. Параметры регулятора – его пропорциональный и интегральный коэффициенты – должны быть подобраны для достижения максимально возможной полосы пропускания с подавлением шумов АЦП.

Смещение сигналов от датчика складывается из двух смещений различной природы. Первое – смещение АЦП, а второе – смещение самого датчика. В идеальном случае сигнал от датчика не должен иметь постоянной составляющей, но, если используется недорогой датчик, это смещение может достигать 20 % от амплитуды сигнала. Подобный худший случай показан на рис. 3. Синусоидальный сигнал датчика имеет постоянную составляющую около 0,2 В. Наличие такого значительного смещения в сигнале приводит к отклонению расчетной скорости, которое достигает ±195 об/мин от фактической скорости привода, равной 445 об/мин.

Обычно предлагается использовать фильтр верхних частот для удаления постоянной составляющей сигналов:

$$W(p) = \frac{p}{p + \frac{1}{T_{\phi}}} \quad (1)$$

Проблема этого метода проявляется при работе на малых и высоких скоростях. Если привод остановлен, то входной сигнал для фильтра является постоянным и он начинает обрабатывать его, как если бы он был постоянной составляющей переменного сигнала. С другой стороны, во время работы на высоких скоростях уменьшается количество выборок в течение одного периода синусного и косинусного сигналов. В этом случае может появиться субгармоническая составляющая, влияющая на работу фильтра.

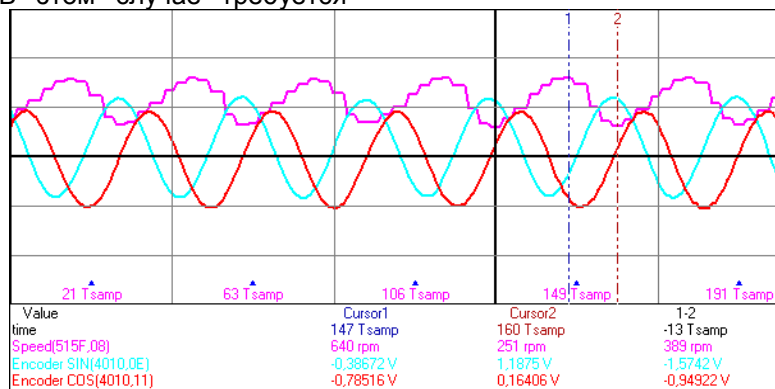


Рис. 3. Оценка скорости на основе PLL с собственной постоянной составляющей в сигналах датчика положения

**Фильтр в угловой области.** Чтобы избежать проблем с работой на нулевой и высокой скоростях, было предложено реализовать фильтр верхних частот в угловой области вместо временной области (метод переменного периода выборки  $\Theta$ ). Таким образом, оператор дифференцирования по времени  $p = d/dt$  заменяется оператором  $s = d/d\theta$  дифференцирования по углу. Реализация фильтра в угловой области может быть определена как

$$W(s) = \frac{y(\theta)}{x(\theta)} = \frac{s}{s + \frac{1}{\Theta_\phi}}, \quad (2)$$

где  $\Theta_\phi$  – угловая постоянная фильтра (аналогично постоянной времени во временной области).

Уравнение для численного расчета оператора фильтра (2) может быть получено следующим образом:

$$\frac{d}{d\theta} y(\theta) + \frac{1}{\Theta_\phi} y(\theta) = \frac{d}{d\theta} x(\theta), \quad (3)$$

а для дискретного угла:

$$\frac{y[k] - y[k-1]}{\Delta\Theta} + \frac{1}{\Theta_\phi} y[k] = \frac{x[k] - x[k-1]}{\Delta\Theta}, \quad (4)$$

что дает

$$y[k] = \frac{\Theta_\phi}{\Theta_\phi + \Delta\Theta} (y[k-1] + x[k] - x[k-1]). \quad (5)$$

Полученное уравнение содержит переменный шаг интегрирования  $\Delta\Theta$ , который изменяется с изменением скорости. Шаг

интегрирования можно вычислить следующим образом:

$$\Delta\Theta = \omega_{\text{расч}} h, \quad (6)$$

где  $\omega_{\text{расч}}$  – расчетная скорость, взятая с выхода интегральной составляющей PLL;  $h$  – период дискретизации АЦП.

Для правильного вычисления (5) должно быть определено минимальное значение шага интегрирования, которое лимитировано форматом вычислений.

**Результаты исследования. Моделирование предложенного решения.**

Моделирование проводилось для изменения скорости двигателя с 5000 об/мин до нуля и обратно до 5000 об/мин. На рис. 4–6 показан процесс оценки скорости с различными настройками фильтра верхних частот во временной области. Первый эксперимент (рис. 4) производится при максимальной частоте среза. Низкочастотные сигналы подавляются, и они близки к нулю, когда привод остановлен. Но поскольку эти сигналы полностью подавлены, расчетная скорость не равна нулю. Это происходит потому, что комплексное умножение в PLL возвращает ноль и не изменяет интегральную составляющую оценки скорости. При запуске двигателя оценка скорости неточна из-за переходных процессов в фильтре.

При уменьшении частоты среза качество оценки на низкой скорости увеличивается, но для этого конкретного случая в нуле расчетная скорость очень мала и отрицательна (рис. 5). При запуске двигателя видны небольшие колебания в переходном процессе расчетной скорости.

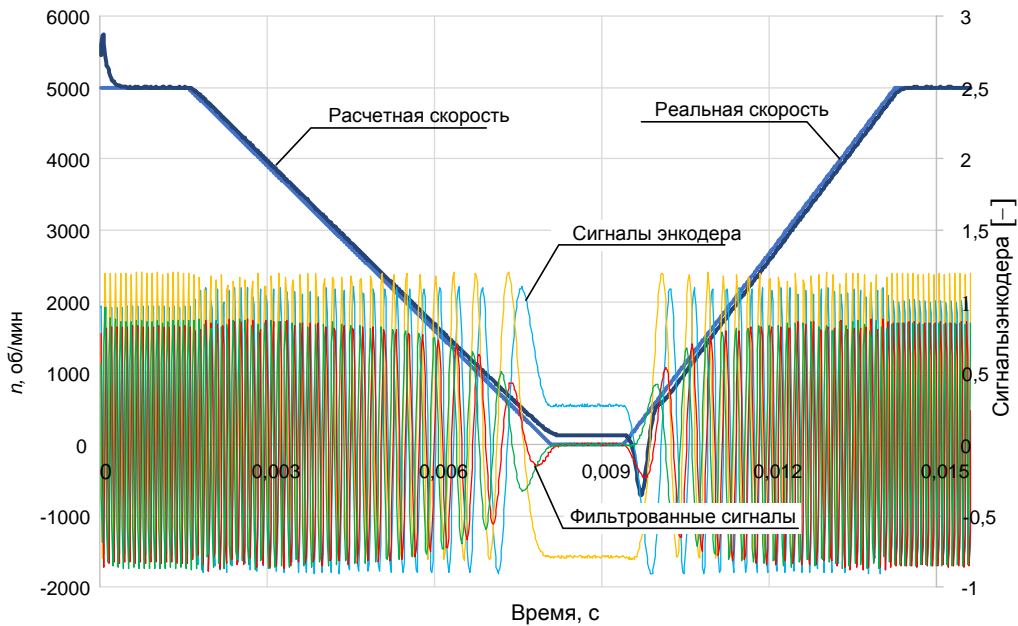


Рис. 4. Оценка скорости с фильтром верхних частот во временной области с максимальной частотой среза

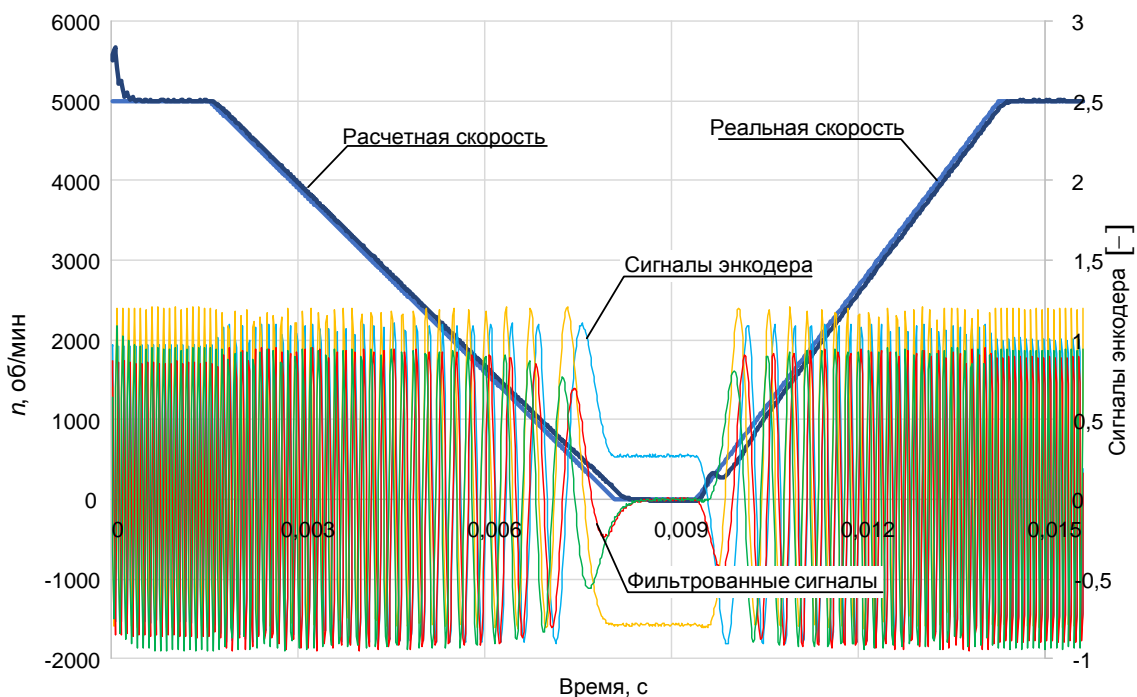


Рис. 5. Оценка скорости с фильтром верхних частот во временной области со средней частотой среза

Последний опыт с наименьшей частотой среза показывает наилучшее отслеживание нулевой скорости, но при запуске привода происходят сильные колебания в сигнале расчетной скорости (рис. 6).

Предлагаемый фильтр в угловой области показывает наилучшие результаты (рис. 7). Отфильтрованные сигналы быстро

теряют постоянную составляющую, их амплитуды не изменяются с изменением скорости и остаются постоянными, когда привод остановлен. Во время запуска некоторые незначительные колебания в расчетной скорости видны, но переходный процесс лучше, чем для стандартного фильтра во временной области.

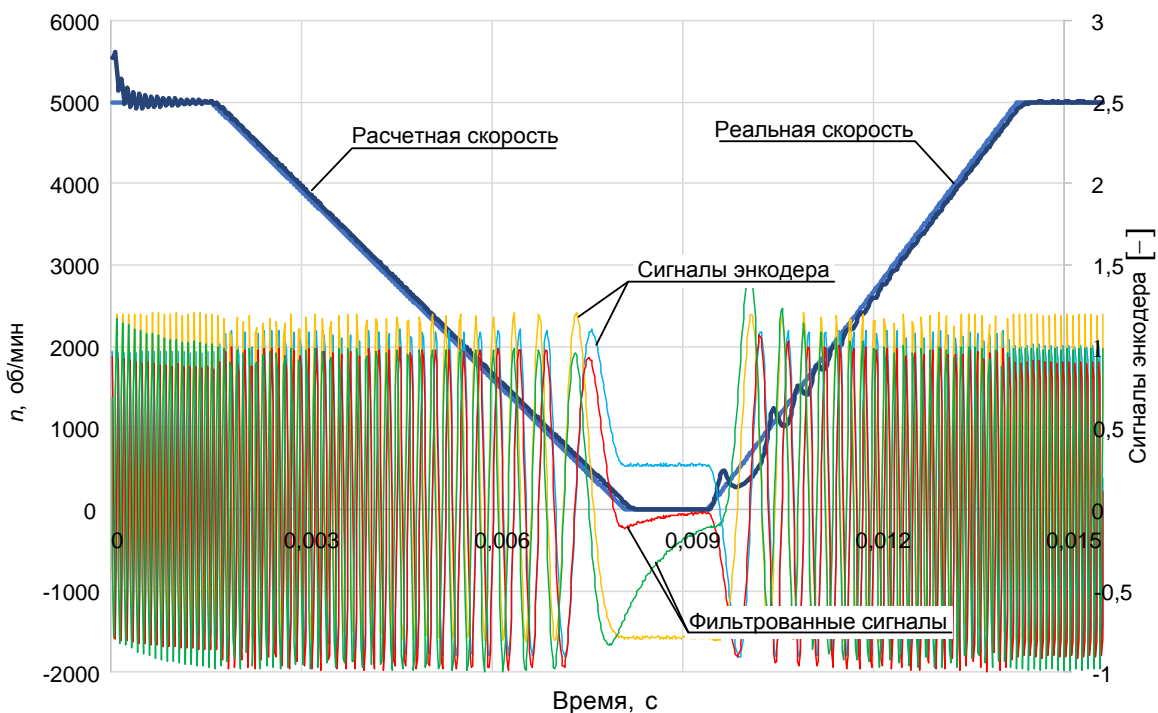


Рис. 6. Оценка скорости с фильтром верхних частот во временной области с минимальной частотой среза



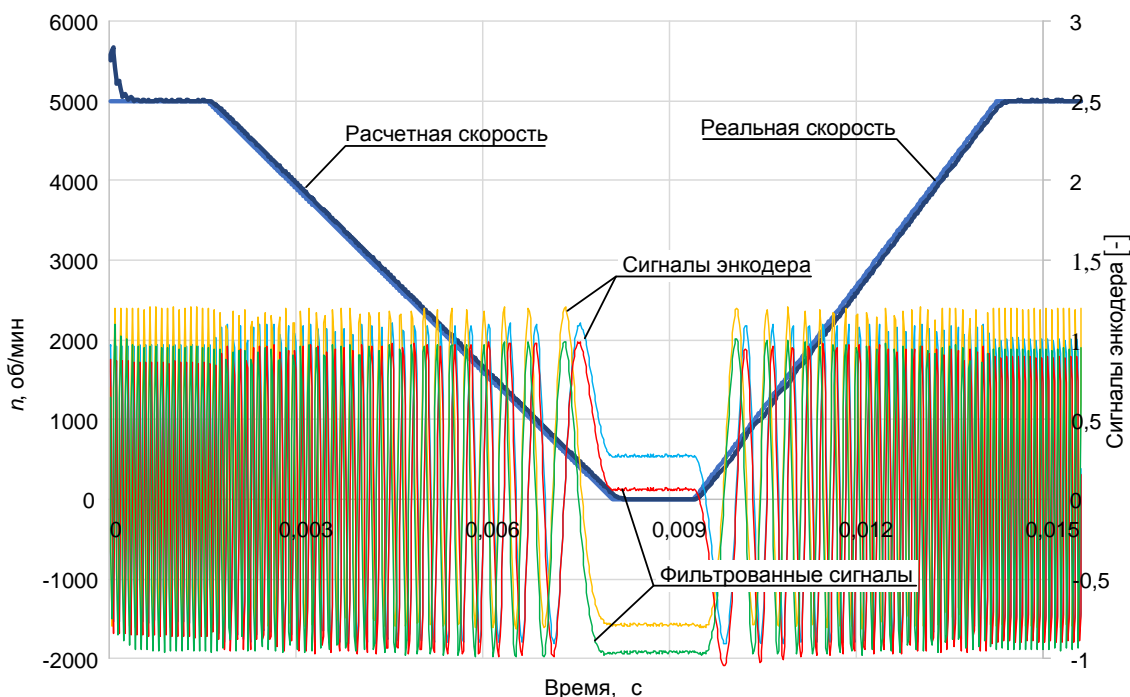


Рис. 7. Оценка скорости с предложенным фильтром верхних частот в угловой области

**Результаты экспериментов.** Рассматриваемый метод фильтрации реализован на микроконтроллере TMS320F28335. Он работает в качестве одного из модулей программного обеспечения векторной системы управления асинхронным двигателем с ориентацией по потоку. На рис. 8 показана работа модуля оценки скорости с включенным алгоритмом фильтрации. По сравнению с осциллограммой на рис. 3, отклонение скорости в течение одного периода сигналов синуса и косинуса значительно снижается и укладывается в допустимую погрешность  $\pm 25$  об/мин. Девиация в скорости объясняется некоторой несинусоидальностью входных сигналов.

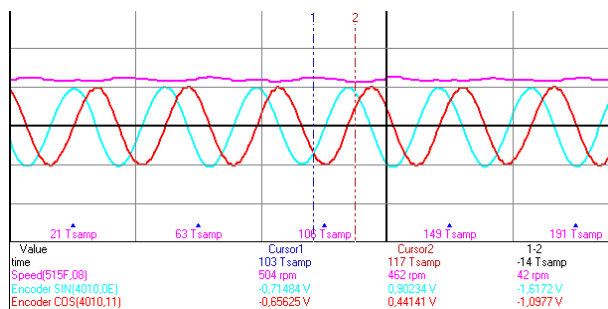


Рис. 8. Оценка скорости с фильтром в угловой области для данных сигнала энкодера

**Выводы.** Предложенная реализация фильтра для сигналов с переменной частотой показывает хорошие результаты на разных скоростях, включая нулевую. Этот метод может использоваться не только для

фильтрации сигналов энкодера, но и для различных задач, таких как фильтрация ошибки чистого интегрирования в некоторых наблюдателях потока рассеяния для бездатчиковых систем управления. В будущем планируется реализовать нормализацию сигнала вместе с фильтрацией постоянной составляющей.

**Список литературы**

1. Peter Vas. Sensorless Vector and Direct Torque Control / Oxford University Press. – Oxford, 1998. – 760 с.
2. Ilmiawan A.F., Wijanarko D., Arofah A.H., Hindersyah H., Purwadi A. An easy speed measurement for incremental rotary encoder using multi stage moving average method // Proceedings of International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICEECS). – 2014. – С. 363–368. doi: 10.1109/ICEECS.2014.7045279.
3. Petrella R., Tursini M., Peretti L., Zigliotto M. Speed measurement algorithms for low-resolution incremental encoder equipped drives: a comparative analysis // Proceedings of International Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP). – 2007. – С. 780–787. doi: 10.1109/ACEMP.2007.4510607.
4. Negrea C. Alin, Imecs M., Incze I. Iov, Pop A., Szabo C. Error compensation methods in speed identification using incremental encoder // Proceedings of International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE). – 2012. – С. 441–445. doi: 10.1109/ICEPE.2012.6463857.
5. Negrea C. Alin, Incze I. Iov, Imecs M., Pop A.V., Szabo C. An improved speed identification method using incremental encoder in electric drives // Proceedings of IEEE International Conference on Automation Quality and Testing Robotics (AQTR), 2012. – 2012. – С. 536–540. doi: 10.1109/AQTR.2012.6237769.
6. El-Murr G., Giaouris D., Finch J.W. UNIVERSAL PLL STRATEGY FOR SENSORLESS SPEED AND POSITION ESTIMATION OF PMSM // Proceedings of IEEE Region 10 and the Third international

Conference on Industrial and Information Systems, 2008. – 2008. – С. 1–6. doi: 10.1109/ICIINFSS.2008.4798473.

**7. Dong Yeob Han, Yongsoo Cho, Kyo-Beum Lee.**

Simple Rotor Position Estimation for Sensorless Control of IPMSM using PLL based on EEMF // Proceedings of IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-

Pacific (ITEC). – 2016. – С. 656–660. doi: 10.1109/ITEC-AP.2016.7513034.

**8. German A. Ramos, Ramon Costa-Castello, Josep M. Olm.** Digital Repetitive Control under Varying Frequency Conditions // Springer Heidelberg New York Dordrecht London. – 2013. – Т. 446. – 157 с.

*Анучин Алексей Сергеевич,*

ФГБОУВО «Национальный исследовательский университет “МЭИ”»,  
кандидат технических наук, доцент, зав. кафедрой автоматизированного электропривода,  
адрес: г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 13, кор. Е, второй этаж,  
телефоны: +7(495)362-74-25, +7(495)362-70-21,  
e-mail: Anuchin.Alecksey@gmail.com

*Anuchin Aleksei Sergeevich,*

National Research University «Moscow Power Engineering Institute»,  
Candidate of Engineering Sciences (PhD), Associate Professor, Head of the Automatic Electric Drive Department,  
address: Moscow, Krasnokazarmennaya St., No. 13, Building E, 2<sup>nd</sup> floor,  
tel. +7(495)362-74-25, +7(495)362-70-21,  
e-mail: Anuchin.Alecksey@gmail.com

*Подзорова Валентина Сергеевна,*

ФГБОУВО «Национальный исследовательский университет “МЭИ”»,  
студентка кафедры автоматизированного электропривода,  
адрес: г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 13, кор. Е, второй этаж,  
телефоны: +7(495)362-74-25, +7(495)362-70-21,  
e-mail: astakhovavalentina94@gmail.com.

*Podzorova Valentina Sergeevna,*

National Research University «Moscow Power Engineering Institute»,  
Student of the Automatic Electric Drive Department,  
address: Moscow, Krasnokazarmennaya St., No. 13, Building E, 2<sup>nd</sup> floor,  
tel. +7(495)362-74-25, +7(495)362-70-21,  
e-mail: astakhovavalentina94@gmail.com

*Кульманов Василий Игоревич,*

ФГБОУВО «Национальный исследовательский университет “МЭИ”»,  
инженер кафедры автоматизированного электропривода,  
адрес: г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 13, кор. Е, второй этаж,  
телефоны: +7(495)362-74-25, +7(495)362-70-21,  
e-mail: KulmanovVI@mpei.ru

*Kulmanov Vasily Igorevich,*

National Research University «Moscow Power Engineering Institute»,  
Engineer of the Automatic Electric Drive Department,  
address: Moscow, Krasnokazarmennaya St., No. 13, Building E, 2<sup>nd</sup> floor,  
tel. +7(495)362-74-25, +7(495)362-70-21,  
e-mail: KulmanovVI@mpei.ru

*Шпак Дмитрий Михайлович,*

ФГБОУВО «Национальный исследовательский университет “МЭИ”»,  
инженер кафедры автоматизированного электропривода,  
адрес: г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 13, кор. Е, второй этаж,  
телефоны: +7(495)362-74-25, +7(495)362-70-21,  
e-mail: disona@yandex.ru

*Shpak Dmitry Mikhailovich,*

National Research University «Moscow Power Engineering Institute»,  
Engineer of the Automatic Electric Drive Department,  
address: Moscow, Krasnokazarmennaya St., No. 13, Building E, 2<sup>nd</sup> floor,  
tel. +7(495)362-74-25, +7(495)362-70-21,  
e-mail: disona@yandex.ru