

УДК 621.313.2

А.А. Шилин, П.М. Момот, В.Г. Букреев

## Оценка скорости вращения электродвигателя по спектральному составу тока потребления

Представляется методика оценки скорости вращения электродвигателя на основе анализа спектрального состава тока потребления. Принцип оценки основан на том факте, что частота первой гармоники в спектральном составе потребляемого тока пропорциональна скорости вращения двигателя. В отличие от известных методов определения скорости вращения двигателя используется узкополосный фильтр с настраиваемыми значениями частоты и добротности для выделения синусоидальной формы первой гармоники. Реализация алгоритма оценки осуществляется на микроконтроллере, который обеспечивает замкнутый контур для настройки частоты и добротности узкополосного фильтра. В качестве альтернативы быстрому преобразованию Фурье предложен оригинальный алгоритм поиска первой гармоники потребляемого тока. Результаты эксперимента получены на микроконтроллере AtMega328.

**Ключевые слова:** оценка скорости вращения электродвигателя, микроконтроллер, спектральный анализ.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2019-22-3-117-124

Существует несколько методов бездатчикового определения скорости вращения электродвигателей постоянного тока [1–3]. В этих методах информация о скорости вращения получается на основе анализа тока потребления от источника энергии и напряжения на двигателе. Вследствие того, что во время вращения ротора происходит переключение секций двигателя, ток потребления имеет периодические колебания, которые можно использовать для определения его скорости. Так, например, в публикации [1] предложено использовать компаратор, чтобы получить прямоугольный сигнал, из которого можно получить период колебаний или непосредственно вычислить количество импульсов на определенном временном интервале. Однако, используя широтно-импульсный модулятор (ШИМ), исходная информация значительно искажается и возникает проблема формирования прямоугольного сигнала в результате ложного срабатывания компаратора.

Более надежным методом расчета является метод компенсации IR [4]. Этот метод, представленный в публикации [5], позволяет обеспечить качественную оценку параметров и электромагнитного момента двигателя. При этом ошибка определения скорости вращения двигателя может быть значительной. По данным публикации [6], ошибка измерения составляет 2% и в некоторых способах – больше чем 10%. Эти значения были получены при условии выполнения нескольких экспериментов в системе управления двигателем с датчиком скорости.

В современных публикациях приведена реализация методов [1–3, 7] на микроконтроллерах с использованием ШИМ, где главные идеи представлены сложными алгоритмами и низкочастотной фильтрацией измеряемого сигнала. Проблема получения качественной формы первой текущей гармоники не полностью решена низкочастотным фильтром, так как возникающая помеха от ШИМ в некоторых способах производит ложное переключение компаратора.

Как альтернативное решение рассматриваемым подходам вычисления скорости двигателя можно

использовать алгоритм на основе анализа текущего спектра потребляемого тока [8–10]. Для этого сигнал измеренной текущей скорости анализируется на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ). Далее используется довольно сложный алгоритм с автокорреляцией и наблюдателем состояния [11–13]. Применяя такой метод, ошибка определения скорости вращения не превышает 0,03% [8]. Однако алгоритм реализуется на персональном компьютере, что не позволяет использовать эту идею во встроженных системах на микроконтроллерах.

После сравнения существующих методов авторами предлагается метод определения скорости вращения двигателя на основе анализа текущего спектра тока потребления с использованием узкополосного фильтра (УПФ).

### Модуль регулирования частоты на базе узкополосного фильтра

Как уже отмечалось выше, спектральная форма тока потребления значительно отличается от синусоидального вида, поскольку содержит множество дополнительных гармоник (рис. 1). Особенно сильно это выражено при использовании ШИМ с высокой частотой переключения. В верхней части рисунка показан ток потребления двигателя, где отчетливо наблюдается первая гармоника, которая совпадает с частотой переключения его секций. Измеряемые значения тока двигателя отображаются в относительных единицах.

По исходной форме сложно вычислить период колебаний, поскольку необходим качественный прямоугольный меандр или синусоидальный сигнал. Однако если предположить, что в какой-то момент времени можно оценить частоту первой гармоники в 10% диапазоне, например, в области (0,915–1,085) относительно реальной частоты, то можно применить узкополосный фильтр. В нижней части рис. 1 представлен сигнал на выходе УПФ, где получена весьма качественная форма сигнала, состоящая преимущественно из первой гармоники [14].

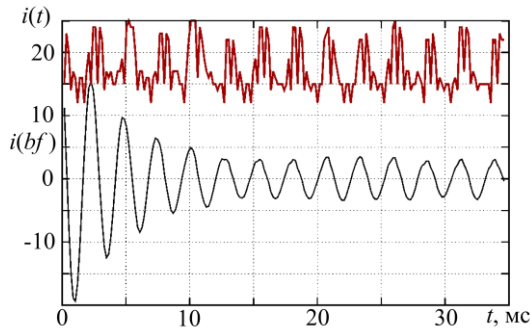


Рис. 1. Вычисление первой гармоники на выходе УПФ

По такой форме уже не сложно составить программу вычисления периода сигнала или частоты. Передаточная функция такого фильтра представлена выражением [23]

$$W(s) = \frac{kbs}{s^2 + bs + a}, \quad a = (2\pi f_f)^2, \quad b = \frac{2\pi f_f}{q}, \quad (1)$$

где  $k$  – коэффициент передачи фильтра на резонансной частоте. Качество сигнала зависит от добротности  $q$ , которая связана с полосой пропускания согласно выражению

$$q = \frac{f_f}{(f_{\max} - f_{\min})}, \quad (2)$$

где коэффициент передачи  $k$  на частоте резонанса отличается от отношения передачи на граничных частотах  $f_{\max}$  и  $f_{\min}$  полосы пропускания на 3 дБ. Разностное уравнение фильтра, пригодное для программирования, может быть получено с помощью дискретного преобразования или билинейного преобразования непосредственно из передаточной функции. Также разностное уравнение можно получить на основе дифференциального уравнения, записывая его на конечных интервалах времени:

$$y(t + \Delta t) = 2y(t) - y(t - \Delta t) - a_d y(t) + b_d (x(t) - x(t - \Delta t) - y(t) + y(t - \Delta t)), \quad (3)$$

$$a_d = \Delta t^2 a, \quad b_d = b \Delta t,$$

где  $\Delta t$  – выборка времени или интервал времени в дифференциальном уравнении. Разностное уравнение, полученное последним способом, менее точное, но при этом содержит меньшее количество вычислений.

На рис. 1 показана форма первой гармоники на выходе УПФ в условиях, когда на форму тока потребления значительно влияет спектр ШИМ. Определено, что реальная частота первой гармоники соответствует 380 Гц, а параметры фильтра следующие:

$$f_{bf} = 300 \text{ Гц}, \quad q = 5,92.$$

Заметим, что измерение периода возможно даже при невыполнении условия (2) и отличии реальной частоты первой гармоники от частоты УПФ ( $380 - 300/300 = 26,7\%$ ). Как только частота первой гармоники определяется, то можно точно настроить частоту УПФ с последующим увеличением его добротности. В этом случае приближение становится

более качественным и принимает синусоидальную форму [15]. Блок-схема модуля подстройки частоты УПФ представлена на рис. 2.

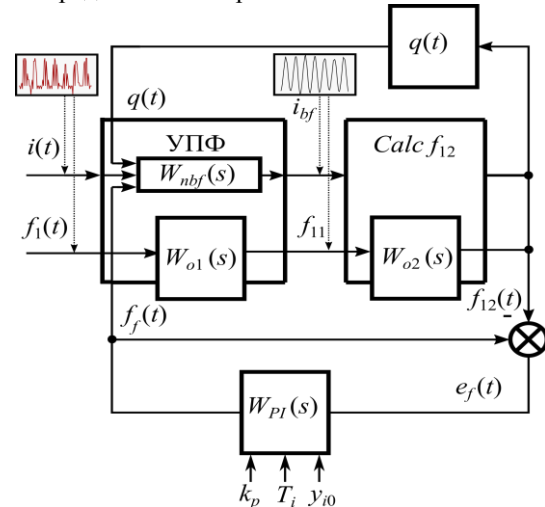


Рис. 2. Структурная схема модуля подстройки частоты УПФ: Calc – блок вычисления реальной частоты; PI – ПИД-регулятор

Основной задачей устройства является подстройка частоты и добротности УПФ. Значение частоты формируется на выходе ПИ-регулятора. Динамика УПФ представлена двумя передаточными функциями: по форме тока (1) и по частоте первой гармоники:

$$W_{o1,2}(s) = \frac{1}{1 + T_{f1,2}s}. \quad (4)$$

Постоянные времени передаточных функций определяются при условии, что переходный процесс на выходе УПФ записывается формулой Эйлера. Тогда корни характеристического уравнения передаточной функции (1) принимают вид

$$T_{f1} = \frac{2}{b} = \frac{q}{\pi f_f}. \quad (5)$$

Для численных данных, представленных на рис. 1, имеем следующее значение постоянной времени:

$$T_f = \frac{5,92}{300\pi} \approx 6,28 \text{ мс}.$$

Поскольку длительность переходного процесса примерно в три раза больше постоянной времени, то по форме затухания колебания можно вычислить ее значение после мгновенного изменения частоты первой гармоники относительно частоты УПФ. На рис. 1 этот процесс представлен для 27% рассогласования частоты гармоники сигнала и УПФ. Отметим, что при переходе к новому значению частоты наблюдается затухающее колебание, следовательно, передаточная функция (4) может использоваться для синтеза ПИ-регулятора.

Точность измерения может быть улучшена, если вычислять средний период первой гармоники за значительный промежуток времени, используя при этом УПФ с высокой добротностью. Однако в этом случае, постоянная времени системы измерения ча-

стоты также увеличивается пропорционально с количеством усреднения периодов первой гармоники. Кроме того, высокая добротность УПФ увеличивает время затухания колебаний от предыдущих частот скорости вращения или резонансной частоты УПФ. Этот эффект явно выражается на рис. 1, особенно на первых 10 мс выходного сигнала УПФ. Значительная инерционность системы измерения частоты может вызвать запаздывание при определении частоты, особенно с внезапными изменениями в скорости вращения двигателя. По этой причине актуальна проблема поиска оптимального метода вычисления частоты, добротности и длительности постоянной времени усреднения предполагаемой скорости вращения.

Передачная функция разомкнутой цепи автоматического регулирования частоты фильтра представлена выражением

$$W_{\text{орп}}(s) = \frac{k_p(1+T_i s)}{T_i s(1+T_{o1}s)^2}. \quad (6)$$

В рассматриваемой задаче достаточно использовать симметричный оптимум для вычисления по выражению (5) постоянной времени интегрирования регулятора. Коэффициент передачи в системе (6) можно определить при обеспечении 10% перерегулирования согласно уравнениям

$$T_i = T_{o1}; \quad k_p \approx 0,7. \quad (7)$$

Существуют также другие методы для настройки ПИ-регулятора, которые можно использовать для решения рассматриваемой задачи [16–19].

На практике необходимо гарантировать быстрое выполнение оценки скорости двигателя, чтобы замкнутая система успевала отследить изменение частотного сигнала. Очевидно, что максимальный уровень изменения частоты будет определяться с учетом свойств механической системы, связанной с валом двигателя.

#### Процедура первоначального запуска

Для качественного функционирования системы слежения для первой гармоники должно быть выполнено условие: реальная частота первой гармоники должна быть в зоне полосы пропускания УПФ. Это условие может быть не выполнено в нескольких характерных случаях:

- запуск алгоритма, когда частота все еще неизвестна;
- мгновенное изменение скорости вращения двигателя вследствие механического удара, когда быстрействия системы слежения недостаточно;
- старт вращения двигателя после его штатной полной остановки.

Для решения этой задачи можно использовать быстрое преобразование Фурье, чтобы предварительно оценить спектр сигнала. Однако этот метод требует значительных вычислений и объема памяти, необходимого для хранения измеренного ряда значений на время расчета спектра сигнала.

Современные контроллеры в состоянии вычислить ряд Фурье достаточно быстро, однако проблема

выделения большого объема памяти не разрешима для многих микроконтроллеров. В частности, размер памяти AtMega328 составляет 2 Кб, это не больше чем 500 измерений в формате с плавающей запятой.

Если попытаться решить проблему нахождения первой гармоники посредством недорогих микроконтроллеров, то можно выполнить анализ частотной характеристики спектра, используя измерения с фиксированной точкой. Чтобы получить оптимальный алгоритм вычисления, используем целочисленную арифметику, где значения могут быть представлены в виде нормальных дробей. Это теоретически позволяет уменьшить требуемый объем памяти примерно в 4 раза.

Авторами предложен алгоритм поиска частоты, используя систему слежения с УПФ. Логика алгоритма заключается в следующем:

- в соответствии с минимальным напряжением, которому соответствует минимальная скорость вращения двигателя, выбирается минимальная частота УПФ. То есть УПФ настроена на самую низкую частоту первой гармоники, в результате которой мощность, сосредоточенная в области пропускания УПФ, может быть вычислена.

- далее частота УПФ увеличивается со скоростью соразмерной постоянной времени передаточной функции (6), характеризующей инерционные свойства УПФ.

Очевидно, когда частота настройки УПФ приблизится к частоте первой гармоники, мощность сигнала значительно увеличится. С дальнейшим увеличением частоты мощность сигнала снова значительно понизится. Конечно, такой формат для вычисления частотной характеристики (рис. 3) нельзя назвать Фурье-преобразованием.

Однако главная задача приблизительного нахождения частоты первой гармоники в пределах 10% может быть вполне реализуема. При этом требования к объему памяти очень скромны, так как достаточно зафиксировать 3 или 4 характерные точки спектра частотной характеристики, чтобы вычислить область частоты первой гармоники.

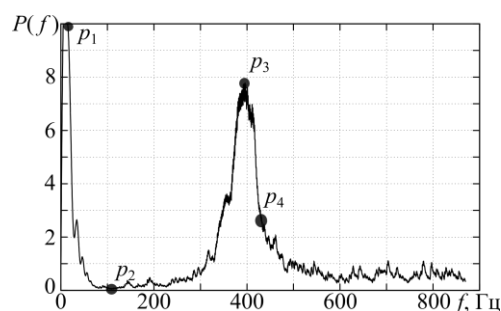


Рис. 3. Частотная характеристика в области 1-й гармоники

В этом случае объем вычисления будет несколько больше, чем при использовании БПФ. Время вычисления также больше чем на порядок, но это связано с вычислительными ресурсами микропроцессора. Блок-схема модуля оценки спектра показана на рис. 4.

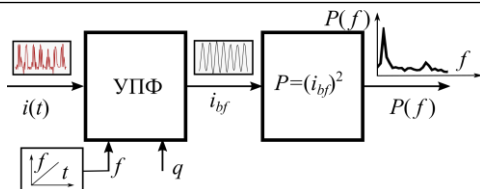


Рис. 4. Блок-схема модуля поиска области 1-й гармоники

Условия для корректного вычисления области частоты первой гармоники могут быть представлены в виде

$$f_f = f(p_3), \text{ if } \left\{ \begin{array}{l} P(p_1) > P(p_2), \\ P(p_3) > 3P(p_2), \\ P(p_3) > 3P(p_4). \end{array} \right. \quad (8)$$

Выполнение условия (8) является условием для переключения датчика скорости к режиму функционирования системы слежения частоты.

### Результаты эксперимента

Для выполнения эксперимента авторы использовали плату Arduino-Nano с процессором AtMega328. Скорость работы АЦП может превышать скорость передачи данных по последовательному порту, поэтому основной цикл программного обеспечения контролера выполнен на прерываниях от последовательного порта на стандартной скорости 57 600 килобит с одним стоп-битом. В этом случае частота передачи одного байта будет в 10 раз меньше, следовательно, соответствующее этой частоте время дискретизации составит  $(5,760)^{-1}$ . В результате массив данных измерения тока потребления может быть передан на персональный компьютер для дальнейшей обработки.

После включения контура регулирования частоты, как и предполагалось, значительно улучшилось качество сигнала (см. рис. 1). Погрешность оценки частоты вращения при условии стабильного вращения вала двигателя и настроенного УПФ составила 1%. Небольшая разрядность АЦП и нестабильная скорость вала двигателя стали препятствием для получения более точной оценки частоты вращения для предложенного метода. Тем не менее можно утверждать, что для рассматриваемого двигателя точность измерения частоты составляет 1,0%.

На рис. 5 показаны результаты эксперимента для случая, когда в настроенной системе скорость вращения изменяется от 300 до 390 оборотов в секунду.

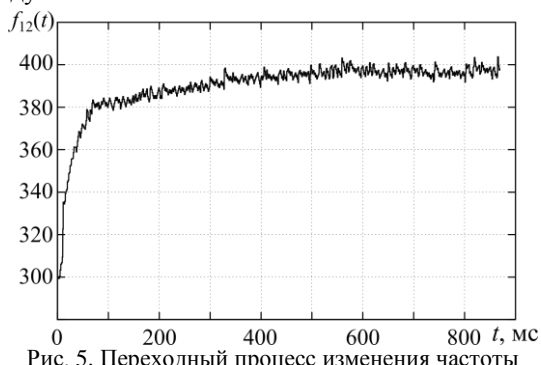


Рис. 5. Переходный процесс изменения частоты на выходе УПФ

Постоянная времени УПФ составляет чуть более чем 50 мс. По переходному процессу можно увидеть, что основное изменение частоты оборотов двигателя отслеживается в течение 50 мс. Для обеспечения точности измерения частоты требуется приблизительно 500 мс.

### Реализация алгоритма на микроконтроллере в реальном времени

Результаты, представленные в предыдущем разделе, получены на персональном компьютере и не в реальном времени, поскольку массив измерения тока был представлен в виде файла. Однако для полноценного управления работа фильтра УПФ должна быть реализована на частоте дискретизации поступающего сигнала от АЦП.

В процессе выполнения эксперимента частота дискретизации была ограничена скоростью передачи данных в персональный компьютер, при скорости 57600 бод частота составляла 5760 Гц. Для реализации фильтра на такой частоте дискретизации требуется весьма производительный процессор или даже дорогой сигнальный процессор.

Для оценки характеристик процессора определим минимальную частоту дискретизации фильтра

$$f_f = \frac{N_e n k}{60}, \quad (9)$$

где  $N_e$  – количество оборотов в минуту электродвигателя,  $n$  – количество обмоток двигателя,  $k$  – число, которое должно быть больше двух на основании теоремы Котельникова. В процессе исследования работы цифрового фильтра (3) выяснилось, что это число должно быть не менее 8.

Авторам известны высокоскоростные двигатели с  $N_e = 20000$  и  $n = 12$ . Тогда на основании выражения (9) минимальная частота дискретизации будет равна 32 кГц. Наиболее распространенные имеют следующие характеристики:  $N_e = 6000$  и  $n = 6$ , при которых требуется минимальная частота дискретизации равный 4,8 кГц.

Для того чтобы оценить возможность работы устройства в реальном времени, разработана программа для микроконтроллера. Она выполняет в основной петле программы  $10^5$  циклов вычисления работы фильтра, где все элементы выражения (3) представлены в виде чисел с плавающей точкой. Счет реального времени выполнен на прерываниях таймера. Максимально возможную частоту дискретизации можно оценить по выражению

$$f_{f_{\max}} = \frac{10^5}{N_{\text{tick}}} f_{\text{tick}}. \quad (10)$$

Результаты вычислений частоты дискретизации  $f_{\max}$  и количества тактов на выполнение процедуры  $N_{\text{cck}}$  для двух типов процессоров AtMega328 и STM32F103 сведены в таблицу. Как видно, из таблицы, использование арифметических операций на числах с плавающей точкой требует значительных ресурсов процессора и не может обеспечить необходимую частоту дискретизации для обоих типов двигателей, представленных выше.

**Результаты оценки скорости вычисления**

Параметры	AtMega328	STM32F103
$f_{max}$ (float)	10,28 кГц	69,982 кГц
$N_{csk}$ (float)	1557 тактов	1029 тактов
$f_{max}$ (int)	83,95 кГц	845,715 кГц
$N_{csk}$ (int)	191 такт	85 тактов

Процесс вычисления можно значительно ускорить, если воспользоваться методами целочисленной арифметики. Для микропроцессора STM32F103 такой подход может оказаться весьма эффективным, поскольку в нем имеется аппаратная реализация операций умножения и деления для целых чисел.

Вычислительный алгоритм представлен в виде 3 шагов:

- выражение (3) следует записать в виде целых чисел, где нецелочисленные параметры представлены в виде нормальных дробей;
- для всех элементов полученного выражения выполняется оценка требуемого диапазона измерения;
- выбирается очередность вычисления элементов выражения с целью минимизации разрядности промежуточных чисел.

Для полной оптимизации такой подход требует математической формализации преследуемой цели в виде функционала. В этом случае можно воспользоваться алгоритмами, реализующими вариационную задачу, при условии удачно выбранного функционала. Обобщенное решение такой задачи найти достаточно сложно, поэтому в статье преследуется цель подчеркнуть только актуальность ее решения.

В выражении (3) все переменные состояния можно представить в виде целых чисел, кроме двух параметров  $a_d$  и  $b_d$ . На примере параметра  $a_d$ , значения которого можно определить в виде

$$a_d = \frac{A}{D} = (2\pi f \Delta t)^2, \quad (11)$$

где  $A$  и  $D$  – целые числа. Основной задачей является вычисление оптимального значения знаменателя  $D$ . Чем больше его значение, тем более точно можно задать частоту фильтра в более широком диапазоне. Однако увеличение этого числа приводит к увеличению разрядности чисел в разностном уравнении (3).

Входными данными являются следующие величины:

- диапазон частот фильтра, представленный в виде отношения  $l_w = f_{max} / f_{min}$ ;
- относительный шаг  $\mu$  приращения настраиваемой частоты  $f$ .

Составим систему уравнений в области минимальных значений  $f_{min}$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} A = (2\pi f_{min} \Delta t)^2 D, \\ A+1 = (2\pi f_{min} (1+\mu) \Delta t)^2 D. \end{array} \right. \quad (12)$$

Произведение  $f_{min} \Delta t$  можно выразить через частоту дискретизации

$$f_{min} \Delta t = \frac{f_{max}}{l_w \Delta t^{-1}} = \frac{f_{max}}{l_w f_{max} k} = \frac{1}{l_w k}$$

и подставить в (12). Вычитая из второго выражения первое, получим уравнение

$$\left(\frac{2\pi}{l_w k}\right)^2 D \left( (1+\mu)^2 - 1 \right) = 1.$$

Из этого уравнения выражаем знаменатель:

$$D = \left(\frac{l_w k}{2\pi}\right)^2 \mu (2+\mu).$$

Для значений  $\mu = 0,1$ ;  $l_w = 10$ ;  $k = 8$  оптимальное значение знаменателя будет равно  $D = 773$ .

С точки зрения скорости вычисления на 8-разрядных процессорах значение  $D$  следует выбирать из ряда значений  $2^n$ ;  $n \in (1, 2, \dots, 32)$ . Это позволяет заменить операцию деления более быстрой операцией сдвига. Ближайшее большее значение будет равно  $2^{10} = 1024$ .

В результате разностное уравнение (3) примет вид  $Dy = 2Dy_1 - 2Dy_2 - Ay_1 + B(x - x_1 - y_1 + y_2)$ ,

где переменные состояния выхода в памяти контроллера хранятся в виде  $(Dy)$ , т.е. домноженные на знаменатель. Во втором и третьем слагаемом следует выполнять первоначально умножение, затем деление, чтобы исключить потерю остатка от деления.

В результате фрагмент кода будет выглядеть в следующем виде:

```
int s2= y1 * a; s2 /= 1024;
int s3= (y2 - y1) * b; s3 /= 1024;
s3 += b*(x-x1);
y = 2 * y1 - y2 + s1 + s3;
y2=y1; y1=y; x1=x;
```

Код построен таким образом, чтобы упорядочить операции умножения и деления. Результаты оценки скорости вычисления сведены в таблицу.

Как следует из таблицы, применение процессора AtMega328 с использованием арифметики с плавающей точкой теоретически возможно только для двигателя с параметрами  $N_e = 6000$  и  $n = 6$ , поскольку  $N_{csk}(\text{float}, \text{AtMega328}) > 4,8$  кГц. Если использовать реализацию управляемого фильтра на целочисленной арифметике, то возможна реализация работы процессора для двигателя с параметрами  $N_e = 20000$  и  $n = 12$ , поскольку  $N_{csk}(\text{int}, \text{AtMega328}) > 32$  кГц.

Однако процессор будет работать на пределе своих возможностей и временных ресурсов на остальные задачи может не хватить.

При использовании процессора STM32F103 теоретически возможно использовать оба способа вычисления разностного уравнения для обоих типов двигателя. При использовании целочисленной арифметики на обслуживание работы фильтра потребуется менее 5% процессорного времени. При этом количество требуемых тактов у этого процессора в 1,5 раза меньше для реализации на числах с плавающей точкой и более чем в два раза меньше для реализации фильтра на целых числах. Это обусловливается наличием встроенного модуля аппаратного умножения в данном процессоре.

### Заключение

Полученная методика измерения скорости вращения двигателя в соответствии с формой потребления тока не требует вычисления крутящего момента на валу, мощности и других параметров, которые требуются в реализациях методов, представленных в публикациях [4–6]. При этом удалось сохранить устойчивые свойства измерения скорости вращения к внешним воздействиям и погрешности измерения. Достаточно обратить внимание на процессы изменения тока потребления на рис. 1 и 4.

Использование настраиваемого узкополосного фильтра с автоматическим контуром подстройки частоты не требует вычисления и анализа текущего спектра в рабочем режиме. Этот метод позволяет значительно уменьшить вычислительный объем по сравнению с [8, 11–13] и организовать алгоритм определения скорости вращения двигателя во встраиваемых микропроцессорных системах. У таких процессоров должны быть аппаратные средства вычисления чисел с плавающей точкой (например, STM32F4). Чтобы реализовать встраиваемую систему на более дешевых процессорах, целесообразно использовать алгоритм вычисления разностного уравнения узкополосного фильтра на целых числах. Для оценки возможности реализации на таких процессорах приведены результаты экспериментов выполнения вычисления алгоритма УПФ на двух процессорах. В результате показано, что производительности микропроцессоров серии Stm32f1xx вполне достаточно при использовании операций с целыми числами. При этом в процессоре имеются необходимые аппаратные элементы (АЦП, таймеры, ШИМ).

Эксперимент был выполнен на двигателе станка ЧПУ типа DC12-48V ER11. Использование алгоритма оценки скорости вращения для более мощных двигателей потребует разработки более производительного DC-DC-преобразователя. При решении этой задачи можно воспользоваться материалами публикаций [20–22].

### Литература

1. Afjei E. Sensorless speed/position control of brushed dc motor / E. Afjei, A. Ghomsheh, A. Karami // International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion ACEMP'07 and Electromotion'07 Joint Conference. – 2007. – P. 730–732.
2. Sai Dinesh P. Low cost and real time electronic speed controller of position sensorless brushless dc motor / P. Sai Dinesh, J. Ananthapadmanabha, V. Aravind et al. // Proceedings of the 2010 5th International Conference on Information and Automation for Sustainability (ICIAfS 2010). – 2010. – P. 329–334.
3. Radcliffe P. Sensorless speed measurement for brushed dc motors/ P. Radcliffe, D. Kumar // IET Power Electronics. – 2015. – Vol. 8, No. 11. – P. 2223–2228.
4. Chevrel P. Robust dc-motor speed control without any mechanical sensor/ P. Chevrel, S. Siala // IEEE Conference on Control Applications – Proceedings. – 1997. – P. 244–246.
5. Zhan W. Sensorless speed control for dc permanent magnetic motors // Proceedings of the 9th IASTED Interna-

tional Conference on Control and Applications, CA 2007. – 2007. – P. 116–120.

6. Saurav K. Sensorless speed control of a permanent magnet dc motor by compensating the plant nonlinearities / K. Saurav, R. Potluri // IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Taipei. – 2013. – P. 1–4.

7. De Kock H. Anisotropy comparison of reluctance and pm synchronous machines for position sensorless control using hf carrier injection / H. De Kock, M. Kamper, R. Kennel // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, No. 8. – P. 1905–1913.

8. Vazquez-Sanchez E. A novel method for sensorless speed detection of brushed dc motors / E. Vazquez-Sanchez, J. Sottile, J // Gomez-Gil Applied Sciences (Switzerland). – 2017. – Vol. 7, No. 1. – P. 1–15.

9. Vzquez-Snchez E. A new method for sensorless estimation of the speed and position in brushed dc motors using support vector machines/ E. Vzquez-Snchez, J. Gmez-Gil, J. Gamazo-Real, J. Dez-Higuera // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2012. – Vol. 59, No. 3. – P. 1397–1408.

10. Vzquez-Snchez E. Analysis of three methods for sensorless speed detection in dc motors / E. Vzquez-Snchez, J. Gmez-Gill, M. Rodrguez-Ivarez // 2nd International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives Proceedings (POWERENG 2009). – 2009. – P. 117–122.

11. Bowes S. New natural observer applied to speed-sensorless dc servo and induction motors / S. Bowes, A. Sevin, D. Holliday // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2004. – Vol. 51, No. 5. – P. 1025–1032.

12. Aydogmus O. Comparison of extended-kalman-and particle-filter-based sensorless speed control / O. Aydogmus, M. Talu // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2012. – Vol. 61, No. 2. – P. 402–410.

13. Yachiangkam S. Speed-sensorless separately excited dc motor drive with an adaptive observer / S. Yachiangkam, C. Prapanavarat, U. Yungyuen, S. Pongam // IEEE Region 10 Annual International Conference, Proceedings/TENCON. – 2004. – Vol. D. – P. D163–D166.

14. Tlelo-Cuautle E. Integrated circuits for analog signal processing / E. Tlelo-Cuautle. – Springer New York LLC, 2013. – 322 p.

15. Hilairt M. Speed sensorless control of a dc-motor via adaptive filters / M. Hilairt, F. Auger // IET Electric Power Applications. – 2007. – Vol. 1, No. 4. – P. 601–610.

16. Montiel O. Performance of a simple tuned fuzzy controller and a pid controller on a dc motor / O. Montiel, R. Seplveda, P. Melin, O. Castillo, M. Porta, I. Meza // Proceedings of the IEEE Symposium on Foundations of Computational Intelligence (FOCI 2007). – 2007. – P. 531–537.

17. Jianying L. Real -time dc servo motor position control by pid controllers using labview / L. Jianying, Z. Pengju, W. Fei // International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC 2009). – 2009. – Vol. 1. – P. 206–209.

18. Basilio J. Design of pi and pid controllers with transient performance specification / J. Basilio, S. Matos // IEEE Transactions on Education. – 2002. – Vol. 45, No. 4. – P. 364–370.

19. Kanojiya R. Optimal tuning of pi controller for speed control of dc motor drive using particle swarm optimization / R. Kanojiya, P. Meshram // 2012 International Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET), Mylavaram, Andhra Pradesh. – 2012. – P. 1–6.

20. Mikhailchenko G. Bifurcation behavior in multi-parallel interleave buck converter / G. Mikhailchenko, S. Mikhailchenko // 2015 International Siberian Conference on Con-

trol and Communications, SIBCON 2015. Proceedings. – 10.1109/SIBCON.2015.7147147.

21. Applying a mathematical model for determining power section ratings of a buck-boost converter / S. Mikhailchenko, V. Apasov // 2016 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – Erlagol, 2016. – P. 507–511.

22. Issues of linearization of a two-phase boost DC-DC converter applied in the power supply systems operating on renewable energy sources / R. Dixon, G. Mikhailchenko, S. Mikhailchenko, V. Russkin, S. Semenov // Bulletin of the Tomsk Polytechnic University, Geo Assets Engineering. – 2017. – Vol. 328, No. 1. – P. 89–99.

23. Jurisic D. Low-sensitivity SAB band-pass active-RC filter using impedance tapering / D. Jurisic, G.S. Moschytz, N. Mijat // ISCAS 2001. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.01CH37196). – Sydney: NSW, 2001. – P. 160–163.

#### Шилин Александр Анатольевич

Д-р техн. наук, профессор Инженерной школы энергетики отд. электроэнергетики и электротехники (ОЭЭ ИШЭ) Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ) Ленина пр-т, д. 30, г. Томск, Россия, 634050  
ORCID: 0000-0002-4761-7249  
Тел.: +7-903-954-00-88  
Эл. почта: shilin@tpu.ru

#### Момот Павел Михайлович

Студент ИШЭ НИТПУ  
Ленина пр-т, д. 30, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: +7-923-519-40-09  
Эл. почта: pmm2@tpu.ru

#### Букреев Виктор Григорьевич

Д-р техн. наук, профессор ОЭЭ ИШЭ НИТПУ  
Ленина пр-т, д. 30, г. Томск, Россия, 634050  
ORCID: 0000-0001-9861-9765  
Тел.: +7 (382-2) 60-61-06  
Эл. почта: bukreev@tpu.ru

Shilin A.A., Momot P.M., Bukreev V.G.

#### Estimating of DC motor rotational speed by the spectral structure of consumed current

A method for estimating the rotational speed of a DC motor based on analysis of the spectral structure of consumed current is presented. The used principle implements the fact that the first harmonic frequency in the spectral structure of the consumed current is proportional to the rotational speed of the motor. Compared to the known methods of measuring the motor rotational speed, a narrow-band filter with adjustable frequency and quality factor is used to highlight the sinusoidal form of the first harmonic. The evaluation algorithm is implemented on a microcontroller, which provides a closed loop to adjust the frequency and the quality factor of the filter. As an alternative to the fast Fourier transform, an original algorithm to search the first harmonic is proposed. The experimental results are presented on AtMega328 and STM32F103 microcontrollers.

**Keywords:** motor speed evaluation, microcontroller, spectral analysis.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2019-22-3-117-124

#### References

1. Afjei E., Ghomsheh A., Karami A. Sensorless speed/position control of brushed dc motor. *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion ACEMP'07 and Electromotion'07 Joint Conference*, 2007, pp. 730–732.

2. Sai Dinesh P., Ananthapadmanabha J., Aravind V., Nair A., Dutta S., Vikram V., Aditya K., Shankar B., Freeman J. Low cost and real time electronic speed controller of position sensorless brushless dc motor. *Proceedings of the 2010 5th International Conference on Information and Automation for Sustainability, ICIAFS 2010*, 2010, pp. 329–334.

3. Radcliffe P., Kumar D. Sensorless speed measurement for brushed dc motors. *IET Power Electronics*, 2015, vol. 8, no. 11, pp. 2223–2228.

4. Chevrel P., Siala S. Robust dc-motor speed control without any mechanical sensor. *IEEE Conference on Control Applications*. Proceedings, 1997, pp. 244–246.

5. Zhan W. Sensorless speed control for dc permanent magnetic motors. *Proceedings of the 9th IASTED International Conference on Control and Applications*, CA 2007, 2007, pp. 116–120.

6. Saurav K., Potluri R. Sensorless speed control of a permanent magnet dc motor by compensating the plant nonlinearities. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2013, pp. 1–4.

7. De Kock H., Kamper M., Kennel R., Anisotropy comparison of reluctance and pm synchronous machines for position sensorless control using hf carrier injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, vol. 24, no. 8, pp. 1905–1913.

8. Vazquez-Sanchez E., Sottile J., Gomez-Gil J. A novel method for sensorless speed detection of brushed dc motors. *Applied Sciences (Switzerland)*, 2017, vol. 7, no. 1, pp. 1–15.

9. Vzquez-Snchez E., Gmez-Gil J., Gamazo-Real J., Dez-Higuera J. A new method for sensorless estimation of the speed and position in brushed dc motors using support vector machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, vol. 59, no. 3, pp. 1397–1408.

10. Vzquez-Snchez E., Gmez-Gill J., Rodrguez-Ivarez M. Analysis of three methods for sensorless speed detection in dc motors. 2nd International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives Proceedings (POWERENG 2009), 2009, pp. 117–122.

11. Bowes S., Sevin A., Holliday D. New natural observer applied to speed-sensorless dc servo and induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, vol. 51, no. 5, pp. 1025–1032.

12. Aydogmus O., Talu M. Comparison of extended-kalman-and particle-filter-based sensorless speed control. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2012, vol. 61, no. 2, pp. 402–410.

13. Yachiangkam S., Prapanavarat C., Yungyuen U., Pongam S. Speed-sensorless separately excited dc motor drive with an adaptive observer. *IEEE Region 10 Annual International Conference*, Proceedings/TENCON, 2004, vol. D, pp. D163–D166.

14. Tlelo-Cuautle E. Integrated circuits for analog signal processing. Springer New York, LLC, 2013, 322 p.

15. Hilaret M., Auger F. Speed sensorless control of a dc-motor via adaptive filters. *IET Electric Power Applications*, 2007, vol. 1, no. 4, pp. 601–610.

16. Montiel O., Seplveda R., Melin P., Castillo O., Porta M., Meza I. Performance of a simple tuned fuzzy controller and a pid controller on a dc motor. Proceedings of the IEEE Symposium on Foundations of Computational Intelligence (FOCI 2007), 2007, pp. 531–537.



17. Jianying L., Pengju Z., Fei W. Real-time DC servo motor position control by pid controllers using labview. International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC 2009), 2009, vol. 1, pp. 206–209.

18. Basilio J., Matos S. Design of pi and pid controllers with transient performance specification. *IEEE Transactions on Education*. 2002, vol. 45, no. 4, pp. 364–370.

19. Kanojiya R., Meshram P. Optimal tuning of pi controller for speed control of dc motor drive using particle swarm optimization. *2012 International Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET)*. Mylavaram, Andhra Pradesh, 2012, pp. 1–6.

20. Mikhailchenko G. Bifurcation behavior in multi-parallel interleaved buck converter/ G. Mikhailchenko, S. Mikhailchenko. – *2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015*. Proceedings. 10.1109/SIBCON.2015.7147147.

21. Mikhailchenko S., Apasov V. Applying a mathematical model for determining power section ratings of a buck-boost converter. *2016 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, Erlagol, 2016. P. 507–511.

22. Dixon R., Mikhailchenko G., Mikhailchenko S., Ruskin V., Semenov S. *Issues of linearization of a two-phase boost dc-dc converter applied in the power supply systems operating on renewable energy sources*. Bulletin of the Tomsk Polytechnic University, Geo Assets Engineering, 2017, vol. 328, no. 1, pp. 89–99.

23. Jurisic D., Moschytz G.S., N. Mijat. Low-sensitivity SAB band-pass active-RC filter using impedance tapering.

ISCAS 2001. *The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.01CH37196)*, Sydney, NSW, 2001, pp. 160–163.

---

**Aleksander A. Shilin**

Doctor of Engineering Science, Professor,  
Power Engineering School, Department of Electric Power and Electrical Engineering,  
National Research Tomsk Polytechnic University (NR TPU)  
30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
ORCID: 0000-0002-4761-7249  
Phone: +7-903-954-00-88  
Email: shilin@tpu.ru

**Pavel M. Momot**

Student, Power Engineering School, NR TPU  
30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7-923-519-40-09  
Email: pmm2@tpu.ru

**Victor G. Bukreev**

Doctor of Engineering Science, Professor,  
Power Engineering School, Department of Electric Power and Electrical Engineering, NR TPU  
30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
ORCID: 0000-0001-9861-9765  
Phone: +7 (382-2) 60-61-06  
Email: bukreev@tpu.ru