

СЕКЦИЯ 5. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИВОД

ИЗМЕРЕНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ КОЛЛЕКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОМОЩЬЮ СПЕКТРА ТОКА ПОТРЕБЛЕНИЯ

А.А. Петрушкин
Томский политехнический университет
ЭНИН, ЭПЭО, группа 5Г5А

Введение

В настоящее время основным атрибутом крупных промышленных предприятий являются станки с числовым аппаратным управлением. Стабилизация частоты вращения шпинделя таких станков является одним из главных параметров, влияющих на качество продукции.

Существует множество направлений в развитии измерений частоты вращения коллекторного двигателя без датчика вращения. Основной идея данных методов заключается в том, что информация о скорости вращения двигателя может быть получена из формы тока потребления и напряжения на двигателе. Далее с помощью компаратора можно получить прямоугольный сигнал из которого вычисляется период колебаний, либо число импульсов в заданном промежутке времени [1].

В данной работе представлен синтез метода измерения частоты на основе спектра тока потребления с использованием узкополосного управляемого фильтра для получения синусоидальной формы на входе компаратора.

Модуль УПФ

На начальном этапе форма тока потребления содержит в себе наводки от коммутации и высокочастотные помехи от ключа ШИМ. Для получения качественной синусоиды на входе АЦП применяется управляемый узкополосной фильтр, разностное уравнение которого имеет вид [2]:

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

$$a_d = \Delta t^2 a; b_d = b \Delta t \quad (1)$$

Добротность контура связана с полоской пропускания выражением

$$q = \frac{f_f}{f_2 - f_1}, \quad (2)$$

f_f - коэффициент передачи на частоте резонанса.

Частота УПФ вычисляется с помощью PI — регулятора.

Передаточные функции УПФ

а) по форме тока

$$W(s) = \frac{kbs}{s^2 + bs + a},$$

$$a = (2\pi f_f)^2, b = \frac{2\pi f_f}{q}. \quad (3)$$

k - коэффициент передачи на частоте f_f ;

б) по изменению частоты

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

T_{f1} - время инерции фильтра.

Время инерции фильтра может быть вычислено по формуле

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

Инерционность увеличивается пропорционально с количеством усреднения первой гармоники. Увеличение добротности фильтра может стать причиной сложности вычисления первой гармоники. Также высокая добротность увеличивает время затухания колебаний от прежней частоты вращения или собственной резонансной частоты УПФ. Поэтому для передаточной функции разомкнутой цепи автоматического регулирования частотой фильтра (6) нужно выбрать время интегрирования регулятора при $T_i = T_{o1} = T_{o2}$.

$$W(s) = \frac{k_p(1 + T_i s)}{T_i s(1 + T_{o1} s)^2} \quad (6)$$

Структурная схема модуля настройки частоты представлена на рис. 1

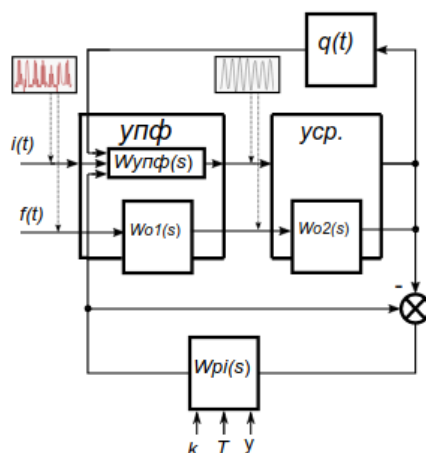


Рис. 1. Структурная схема модуля настройки частоты

После успешного установлении частоты первой гармоники можно точно настроить частоту УПФ и увеличить добротность фильтра, что улучшит качество синусоиды.

Настройка модуля УПФ

Алгоритм слежения за первой гармоникой можно бы было выполнить используя быстрое преобразование Фурье. Однако такой метод требует значительных вычисления и объема памяти для сохранения измеренного ряда во времени и вычисления спектра сигнала. Для уменьшения памяти для вычисления можно использовать целочисленную арифметику, где значения можно хранить в виде нормальных дробей.

В данной работе суть алгоритма поиска первой гармоники осуществлен с помощью вычисления мощности на выходе УПФ. При поданном напряжении на двигатель частота УПФ настраивается на минимально возможную частоту первой гармоники. На выходе УПФ вычисляется и фиксируется мощность сиг-

нала. При приближении частоты настройки к частоте первой гармоники мощность сигнала будет возрастать, а при удалении уменьшаться. Преимущество метода заключается в том, что для вычислений достаточно зафиксировать 3 или 4 характерные точки спектра. Структурная схема такого модуля показана на рис. 2.

Условие корректного вычисления области частоты первой гармоники:

$$f_f = f(p_3), \begin{cases} P(p_1) > P(p_2), \\ P(p_3) > 3P(p_2), \\ P(p_3) > 3P(p_4). \end{cases} \quad (7)$$

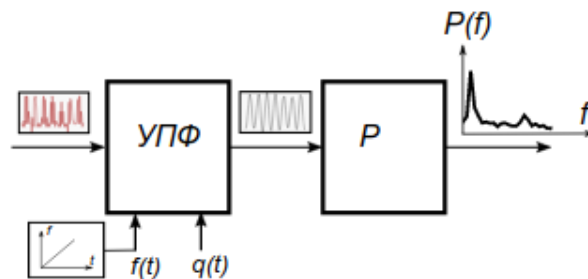


Рис. 2. Блок настройки частоты с помощью вычисления мощности на выходе УПФ

Измерение возможно даже если частота первой гармоники не входит в полосу пропускания фильтра. Такая ситуация может произойти при резком изменении частоты или нагрузки. В этом случае алгоритм повторит процедуру поиска частоты первой гармоники в более широком диапазоне. Вычисление первой гармоники УПФ представлена на рис. 3.

Для выполнения эксперимента была собрана схема на базе Arduino Nano с процессором AtMega328. Основное программное обеспечение собрано на прерываниях от последовательного порта на стандартной скорости 57600 Кбод с одним стоп битом.

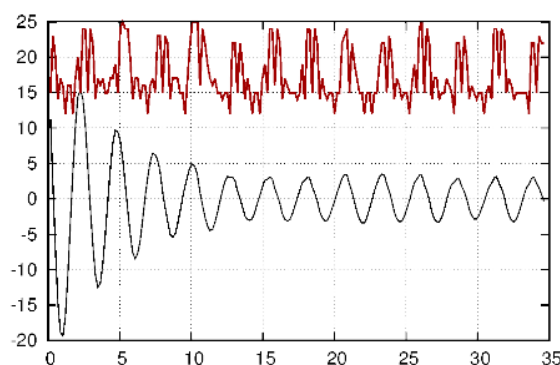


Рис. 3. Вычисление первой гармоники на выходе УПФ

Заключение

Таким образом, в результате работы была получена действующая модель датчика скорости, выполненного на базе Arduino Nano с процессором AtMega328. Преимущество такого датчика заключается в том, что управляемый УПФ не требует вычислять и анализировать спектр тока в рабочем режиме, что позволяет сократить объем вычислений. Метод измерения частоты оборотов

двигателя по форме тока потребления не зависит от результатов вычисления момента на валу; [3].

ЛИТЕРАТУРА:

1. Afjei E., Ghomsheh A., Karami A. Sensorless speed/position control of brushed dc motor. In: International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion ACEMP'07 Join Conference, 2007, pp.730-732.
2. E. Tlelo-Cuautle, Integrated circuits for analog signal processing. Springer New York LLC, 2013.
3. Zhan. W. Sensorless speed control for dc permanent magnetic motors. In: Proceedings of the 9th IASTED International Conference on Control and Applications, 2007, pp. 116-120.
4. Sai Dinesh P., Ananthapadmanabha J., Aravid V., Nair A., Dutta S., Vikram V., Aditya K., Sankar B., Freeman J. Low cost and real time electronic speed controller of position sensorless brushless dc motor. In: Proceedings of the 2010 5th International Conference on Informaation and Automation for Sustainability, 2010, pp. 329-334.

Научный руководитель: А.А. Шилин , д.т.н., доцент каф. ЭПЭО ЭНИН ТПУ.

МЕТОДОЛОГИЯ СОГЛАСОВАНИЯ ARDUINO КОНТРОЛЕРОВ С ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

А.Н. Устименко, Д.А. Ким
Томский политехнический университет
ЭНИН, ЭПЭО, группа 5Г5А

SCADA процесс сбора информации реального времени с удаленных точек (объектов) для обработки, анализа и возможного управления удаленными объектами. Диспетчерское управление и сбор данных (SCADA Supervisory Control And Data Acquisition) является основным и в настоящее время остается наиболее перспективным методом автоматизированного управления сложными динамическими системами (процессами) в жизненно важных и критичных с точки зрения безопасности и надежности областях.

Применение контролеров SCADA систем за счет их дороговизны в учебных целях считаю нецелесообразным в виду его стоимости. Предлагаю согласовать Arduino контролеры с исполнительными устройствами разных типов, для учебных заведений в области автоматизации – это отличный инструмент для практических занятий. Ни для кого не секрет, что на платформе Arduino создаются очень много прототипов будущих промышленных, медицинских и научных устройств. Уже созданы промышленные образцы контроллеров, совместимых с Arduino.