

УДК 629.7.054

П.Е. Гавриш, Г.Я. Михальченко

Построение системы управления частотой вращения бесконтактного двигателя постоянного тока

Рассматривается система управления частотой вращения бесконтактного двигателя постоянного тока. Отличительной особенностью системы является снижение запаздывания и накопления вычисляемой ошибки регулирования, позволяющее увеличить точность и быстродействие системы.

Ключевые слова: стабилизация частоты вращения, широтно-импульсная модуляция, двухфазный преобразователь частоты.

Одной из главных задач скоростных подсистем силовых гироскопических приборов космических аппаратов является реализация системы управления частотой вращения бесконтактного двигателя постоянного тока. Одним из доминирующих требований к такого рода электроприводам является обеспечение плавности вращения в районе нулевой частоты вращения и стабилизация угла положения ротора двигателя [1–3]. Среди множества решений практическое применение на борту космических аппаратов нашли системы с импульсным частотно-фазовым дискриминатором, на одном из входов которого формируется импульсный сигнал повышенной частоты по отношению к задающему сигналу, а на другом входе формируется сигнал повышенной частоты с датчика положения ротора [2]. Преобразование низкочастотных задающих сигналов в высокочастотные осуществляется в соответствии с выражениями:

$$U_0(\sin \Omega_3 t \cos \omega_0 t + \cos \Omega_3 t \sin \omega_0 t) = U_0 \sin(\Omega_3 + \omega_0)t ;$$

$$U_0(\cos \Omega_3 t \cos \omega_0 t - \sin \Omega_3 t \sin \omega_0 t) = U_0 \cos(\Omega_3 + \omega_0)t ,$$

где Ω_3 – частота задающего воздействия, ω_0 – промежуточная повышенная частота.

Аналогично формируются сигналы текущей частоты вращения ротора в области повышенной частоты ($\Omega_{\text{тек}} + \omega_0$). Разность между этими сигналами и определяет ошибку регулирования угла положения ротора [4].

Такой путь построения системы регулирования характеризуется и рядом недостатков. Во-первых, использование однополосной модуляции [5] для преобразования низкочастотных аналоговых сигналов Ω_3 и $\Omega_{\text{тек}}$ по двум координатам в сигналы высокой частоты $\Omega_3 + \omega_0$ и $\Omega_{\text{тек}} + \omega_0$ в цепи формирования задающего сигнала и в цепи обратной связи неоправданно усложняет системы управления. Каждая из этих цепей включает по четыре умножителя и по два сумматора для получения сигнала ошибки на выходе фазового дискриминатора, что сопровождается снижением надежности.

Во-вторых, большое количество математических операций в цифровых системах управления сопровождается накоплением запаздывания в контуре регулирования и накопления вычисляемой ошибки регулирования, что приводит к ограничению быстродействия.

В-третьих, дискретное считывание информации о разности фаз по углу и обработка импульсной информации фазовым дискриминатором исключает возможность построения астатической системы регулирования с нулевой ошибкой в статическом режиме.

Для минимизации всех вышеперечисленных негативных факторов предлагается иной путь обработки сигналов задания и обратной связи по частоте вращения, исключающий использование однополосной модуляции. Структурная схема электропривода, реализующая этот путь, приведена на рис. 1. В целом система содержит бесконтактный двигатель постоянного тока (БДПТ) с двумя фазными обмотками, ротор которого связан с синусно-косинусным датчиком положения ротора ДПР. Двухфазный преобразователь частоты ДПЧ представляет собой два инвертора, формирующих на фазных обмотках переменные напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Обработка информации с выходов ДПР реализуется двухвходовыми умножителями $УМ_1$ и $УМ_2$ и сумматором Σ_1 . Сигнал ошибки регулирования на выходе пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора (ПИД) является заданием для синусно-косинусного формирователя управляющих сигналов

(ФУС₁ и ФУС₂) и через широтно-импульсный модулятор ШИМ синхронизирует моменты коммутации ключевых элементов БДПТ.

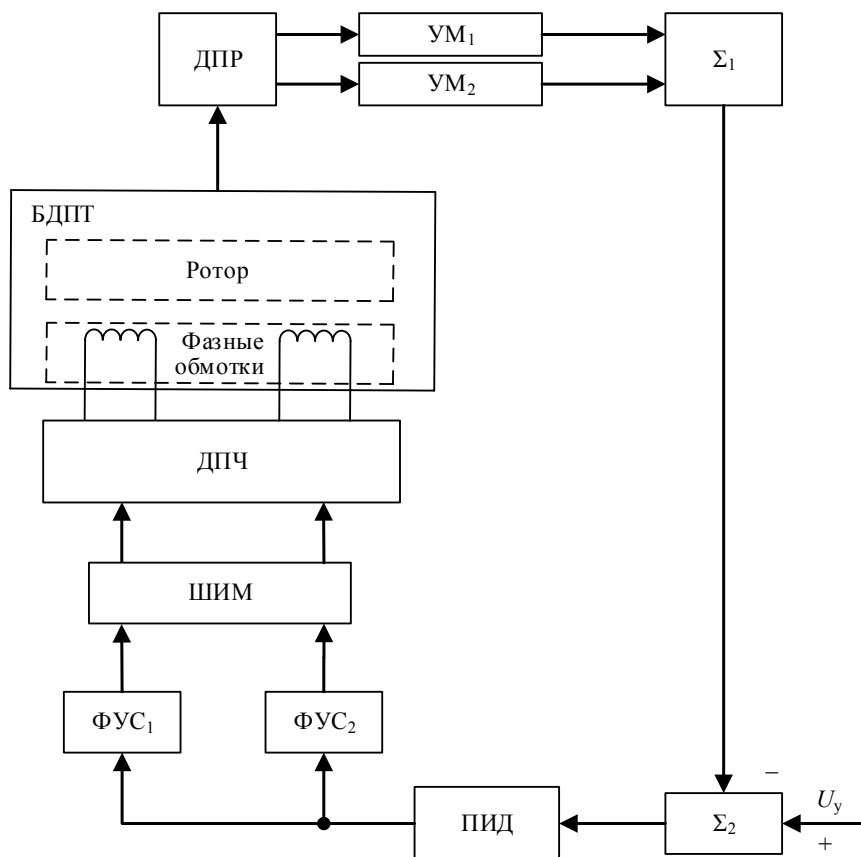


Рис. 1. Структурная схема системы регулирования частоты вращения бесконтактного двигателя постоянного тока

Система управления частотой вращения бесконтактного двигателя постоянного тока работает следующим образом.

На вход сумматора Σ_2 подается напряжение управления U_y , являющееся заданием на частоту вращения ротора двигателя. На второй вход этого сумматора подается постоянное выходное напряжение сумматора Σ_1 с отрицательным знаком. Напряжение на выходе сумматора Σ_2 поступает на вход ПИД-регулятора и представляет собой сигнал ошибки регулирования по частоте вращения ротора. Скорректированный сигнал ошибки поступает на входы синусно-косинусных формирователей управляющих сигналов ФУС₁, ФУС₂. Формирователи преобразуют напряжение сигнала ошибки в два низкочастотных сигнала $\sin \Omega_3 t$ и $\cos \Omega_3 t$, мгновенные значения частоты которых определяются в соответствии с выражением

$$\Omega_3 = 2\pi \cdot 1,41 \frac{U_{\text{ош}}}{\text{const}}$$

и являются заданием по углу поворота ротора двигателя.

Эти сигналы поступают на управляющие входы широтно-импульсного модулятора ШИМ, который преобразует их в сигналы управления транзисторами двухфазного преобразователя частоты ДПЧ. На статорных обмотках двигателя действуют напряжения, длительность импульсов которых изменяется пропорционально низкочастотным сигналам, и в этих обмотках протекают токи $I_m \sin(\Omega_3 t + \psi)$ и $I_m \cos(\Omega_3 t + \psi)$. При вращении ротора в установившемся режиме на выходах синусно-косинусного датчика положения ротора ДПР действуют два напряжения: $U_{\text{ДПР1}} = U_m \sin \Omega_{\text{вр}} t$ и $U_{\text{ДПР2}} = U_m \cos \Omega_{\text{вр}} t$. Эти напряжения поступают на попарно объединенные входы умножителей УМ₁, УМ₂, на выходах которых действуют напряжения:

$$U_1 = U_m \sin^2 \Omega_{вр} t = U_m (0,5 - 0,5 \cos 2\Omega_{вр} t);$$

$$U_2 = U_m \cos^2 \Omega_{вр} t = U_m (0,5 + 0,5 \cos 2\Omega_{вр} t).$$

Напряжения U_1, U_2 , в свою очередь поступающие на входы первого сумматора Σ_1 , преобразуются в постоянное напряжение

$$U_{\Sigma} = U_m (0,5 - 0,5 \cos 2\Omega_{вр} t + 0,5 + 0,5 \cos 2\Omega_{вр} t) = U_m,$$

которое является напряжением обратной связи, а его величина пропорциональна текущему значению частоты вращения ротора $\Omega_{вр}$. Астатизм системы регулирования достигается в устройстве интегральной составляющей ПИД-регулятора разностного сигнала ошибки регулирования $U_{\gamma} - U_{\Sigma}$.

Для реализации однополярной реверсивной модуляции широтно-импульсный модулятор (рис. 2) выполнен в виде задающего генератора ЗГ, двух генераторов треугольных развертывающих напряжений $\Gamma_{р.1}, \Gamma_{р.2}$, фазы выходных напряжений которых смещены относительно друг друга на 180 электрических градусов, и четырех компараторов $K_1 - K_4$. Одни входы компараторов объединены и образуют управляющие входы модулятора, а каждый из генераторов развертывающих напряжений определяет длительность управляющих импульсов каждой стойки инверторов двухфазного преобразователя частоты.

Выходы компараторов широтно-импульсного модулятора осуществляют управление двухфазным преобразователем частоты.

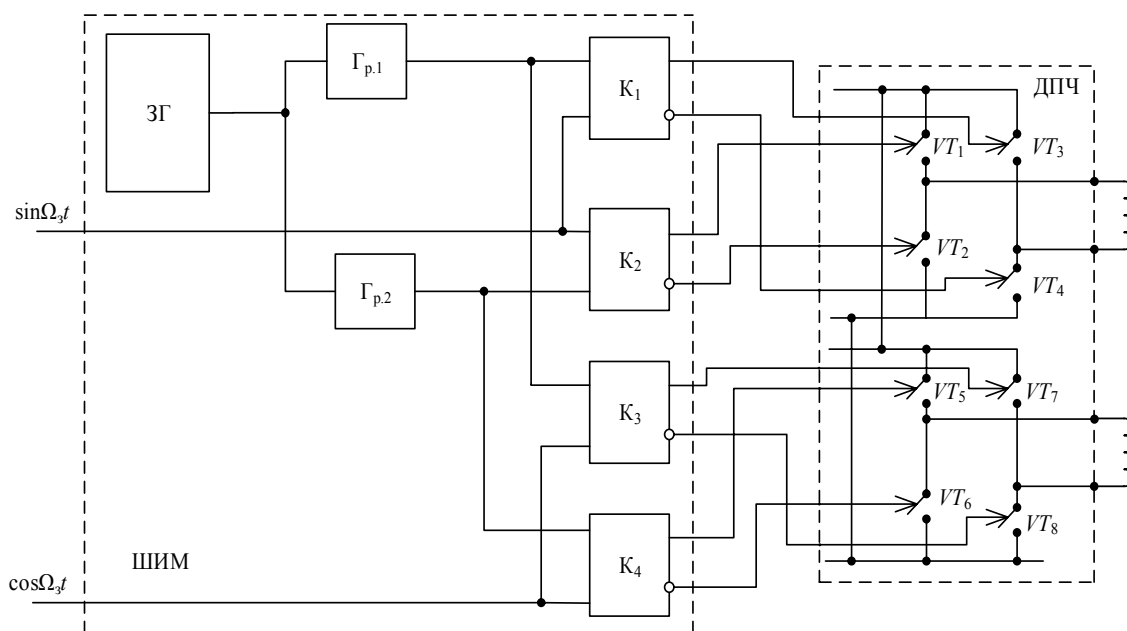


Рис. 2. Структурная схема ШИМ и ДПЧ

Структура двухфазного преобразователя частоты (см. рис. 2) представляет собой два мостовых инвертора на транзисторах $VT_1 - VT_4$ и $VT_5 - VT_8$, входные зажимы которых подключены к источнику постоянного напряжения, а к выходам подключены фазные обмотки БДПТ.

Работу широтно-импульсного модулятора и инверторов двухфазного преобразователя частоты поясняют временные диаграммы на рис. 3. Выходные импульсы U_1 задающего генератора синхронизируют работу генераторов треугольных развертывающих напряжений $\Gamma_{р.1}, \Gamma_{р.2}$ так, что на их выходах и на одних из входов компараторов K_1, K_3 и K_2, K_4 действуют напряжения U_2, U_3 , фазы которых смещены относительно друг друга на 180 электрических градусов. На вторые объединенные входы компараторов K_1, K_2 и K_3, K_4 подается низкочастотный сигнал $\sin \Omega_3 t$ или $\cos \Omega_3 t$, сформированный из скорректированного сигнала ошибки регулирования. Рассмотрим работу инверторов.

На рис. 3 приняты следующие обозначения: U_1 – импульсная последовательность задающего генератора; U_2 – треугольное развертывающее напряжение; U_3 – смещенное по фазе треугольное развертывающее напряжение; U_4 – сигнал управляющих входов широтно-импульсных модуляторов K_1, K_2 ; U_5, U_6 – напряжение на прямых выводах компараторов; U_7, U_8 – напряжение на инверсных выводах компараторов; U_9 – выходное напряжение одного из инверторов.

Пусть с 0-го по 3-й тактовый период коммутации ШИМ действует положительное напряжение U_4 , тогда на прямых выходах компараторов будут действовать импульсные последовательности U_5 и U_6 , а на инверсных выходах – импульсные последовательности U_7 , U_8 соответственно. Условимся, что низкий (нулевой) уровень этих последовательностей соответствует выключенному состоянию транзисторов VT_1 – VT_4 , а высокий уровень – включенному состоянию. При таком алгоритме проводящего состояния транзисторов: VT_3 , VT_1 – VT_1 , VT_4 – VT_4 , VT_2 – VT_4 , VT_1 – VT_1 , VT_3 – на выходе инвертора будет действовать напряжение U_9 положительной полярности.

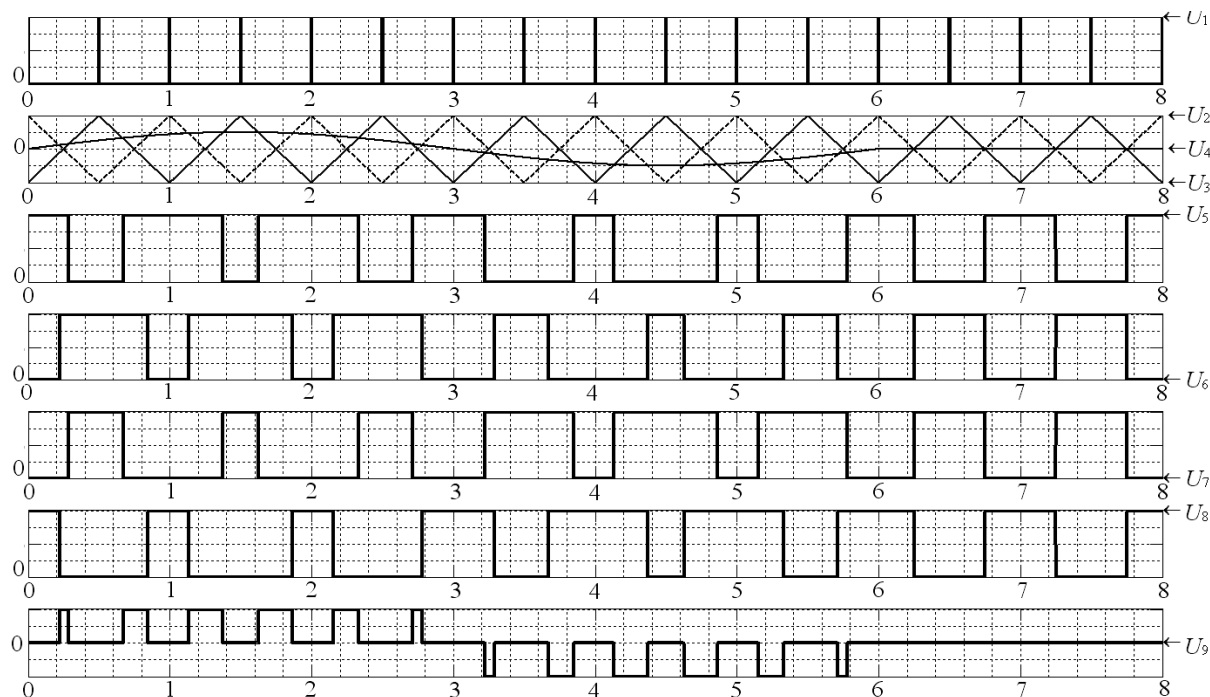


Рис. 3. Диаграмма работы широтно-импульсного модулятора при положительном управляющем сигнале

Когда сигнал U_4 , действующий на управляющем входе широтно-импульсного модулятора, имеет отрицательное значение (3–6-тактовый период коммутации ШИМ), тогда на прямых выходах компараторов K_3 , K_4 будут действовать импульсные последовательности U_5 и U_6 , а на инверсных выходах – импульсные последовательности U_7 , U_8 соответственно. При таком алгоритме проводящего состояния транзисторов: VT_1 , VT_3 – VT_3 , VT_2 – VT_2 , VT_4 – VT_2 , VT_3 – VT_1 , VT_3 – на выходе инвертора будет действовать напряжение отрицательной полярности U_9 .

Когда сигнал управляющего входа широтно-импульсного модулятора U_4 имеет нулевое значение (6–8-тактовый период коммутации ШИМ), то на управляющие входы транзисторов будут поступать импульсные последовательности U_5 , U_6 и инверсные им последовательности U_7 , U_8 . При этом одновременно будут включены транзисторы VT_1 , VT_3 или транзисторы VT_2 , VT_4 . Выходное напряжение инвертора при этом равно нулю U_9 , поскольку фазные обмотки будут закорочены либо верхними ключами инвертора, либо нижними.

В системе регулирования частоты вращения ротора БДПТ на управляющие входы широтно-импульсного модулятора поступают низкочастотные сигналы $\sin \Omega_3 t$ и $\cos \Omega_3 t$, которые и определяют выходные напряжения инверторов двухфазного преобразователя частоты положительной и отрицательной полярности в соответствии с рассмотренным алгоритмом формирования выходного напряжения (рис. 3). В обмотках двигателя будут протекать токи $I_m \sin(\Omega_3 t + \psi)$ и $I_m \cos(\Omega_3 t + \psi)$. Таким образом, реализуется однополярная реверсивная модуляция фазных напряжений БДПТ.

Полученная замкнутая система регулирования по мгновенному значению частоты вращения является астатической за счет интегральной составляющей на выходе ПИД-регулятора, а регулирование угла поворота достигается фиксированием мгновенных значений низкочастотных сигналов управления $\sin \Omega_3 t$ и $\cos \Omega_3 t$ так, чтобы в фазных обмотках протекали постоянные токи необходимого уровня. Изменение направления вращения достигается изменением порядка чередования фаз на выходе синусно-косинусного формирователя управляющих сигналов ($\cos \Omega_3 t$, $\sin \Omega_3 t$).

Заключение. Исключение из системы управления избыточного количества умножителей и сумматоров, реализующих функции однополосной модуляции, позволяет повысить надежность системы. Снижение запаздывания и накопления вычисляемой ошибки регулирования позволяет увеличить точность и быстродействие системы регулирования частоты вращения бесконтактного двигателя.

Литература

1. Трахтенберг Р.М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 168 с.
2. Пат. 2291552 РФ, МПК Н 02 Р 6/08. Устройство для регулирования частоты вращения электродвигателя / Ю.Е. Муравяткин, С.В. Редькин, А.С. Авдиевич; заявл. 09.11.04; опубл. 10.01.07. Бюл. № 1. – 6 с.
3. Якимовский Д.О. Повышение точности управления моментом двигателя-маховика // Гироскопия и навигации. – 2008. – №3 (62). – С. 46–52.
4. Гавриш П.Е. Математические модели скоростных подсистем электроприводов силового гироскопического прибора / П.Е. Гавриш, Г.Я. Михальченко // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – №4(30). – С. 103–109.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.

Гавриш Павел Евгеньевич

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа, инженер-электроник ОАО «НПЦ «Полус»
Тел.: 8 (382-2) 55-40-29
Эл. почта: POLUS@online.tomsk.net, gavrish_pasha@mail.ru

Михальченко Геннадий Яковлевич

Д-р техн. наук, профессор каф. ПЭ
Тел.: 8 (382-2) 41-32-32
Эл. почта: kre-tusur@yandex.ru, mail@comprel.ru

Gavrish P.E., Mikhalchenko G.Ya.

The control system by frequency of drive rotation construction

The control system by frequency of drive rotation is considered. The distinctive feature of the system are decrease in delay and accumulation of a regulation mistake, increase in accuracy and speed.

Keywords: rotation frequency stabilization, pulse-width modulation, biphasе converter of frequency.
