

УДК 62-83:621.313.84

**ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ В ВЕНТИЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЯХ
ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ФАЗНЫХ ТОКОВ ПРЯМЫМ НЕПРЕРЫВНЫМ
СПОСОБОМ****Соловьев Владимир Алексеевич,**д.т.н., профессор кафедры ФН-7 МГТУ имени Н.Э. Баумана, Москва, e-mail:
solovjevva@bk.ru**Соловьева Виктория Владимировна,**

к.т.н., доцент кафедры ФН-7 МГТУ имени Н.Э. Баумана, Москва, e-mail: soloveyev@mail.ru

Соболев Владимир Афанасьевич,к.т.н., доцент кафедры ФН-7 МГТУ имени Н.Э. Баумана, Москва, e-mail:
vasobolev48@yandex.ru**Аннотация**

В работе рассмотрены особенности функционирования разработанных модуляторов, предназначенных для формирования в двухфазном бесконтактном двигателе постоянного тока прямоугольных фазных токов прямым непрерывным способом и активного ограничения перенапряжений на силовых транзисторах его коммутатора. Определены параметры элементов интегрирующих цепей модуляторов коммутатора, задающих предельно допустимые скорости изменения фронта и спада фазных токов двигателя.

Ключевые слова: вентильный двигатель, прямоугольный фазный ток, прямое непрерывное формирование фазных токов, активное ограничение перенапряжений на силовых транзисторах коммутатора.

**FEATURES OF FORMATION OF RECTANGULAR PHASE CURRENTS IN
BRUSHLESS DC MOTORS BY A DIRECT CONTINUOUS METHOD****Soloviev Vladimir Alekseevich,**D.Sc. (Eng.), Professor of the Department of FN-7, Bauman Moscow State Technical University,
Moscow, e-mail: solovjevva@bk.ru**Solovieva Victoria Vladimirovna,**Ph.D. (Eng.), Associate Professor of the Department of FN-7, Bauman Moscow State Technical
University, Moscow, e-mail: soloveyev@mail.ru**Sobolev Vladimir Afanasyevich,**

Ph.D. (Eng.), Associate Professor of the Department of FN-7, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, e-mail: vasobolev48@yandex.ru

ABSTRACT

The paper examines the operating features of the developed modulators, designed to form rectangular phase currents in a two-phase brushless DC motor in a direct continuous manner and to actively limit overvoltages on the power transistors of its commutator. The parameters of the elements of the integrating circuits of the commutator modulators that set the maximum permissible rates of change of the front and fall of the phase currents of the motor are determined.

Keywords: brushless DC motor, rectangular phase current, direct continuous formation of phase currents, active overvoltage limitation on the power transistors of the commutator.

Основные характеристики вентильных двигателей (ВД) существенно зависят от форм их фазных ЭДС и токов. Фазные токи в ВД могут формироваться импульсными [1 – 3] и непрерывными способами [4 – 7]. Применение импульсных способов позволяет уменьшить мощность потерь в коммутаторе ВД. При повышенных требованиях к электромагнитной совместимости ВД, например, в компьютерах, следящих системах, их фазные токи формируют непрерывными способами.

В свою очередь эти способы формирования фазных токов ВД можно разделить на косвенные [1, 5] и прямые [2 – 4, 6, 7]. При реализации косвенного способа коммутатор ВД охватывается отрицательной связью по фазным напряжениям, задаваемых выходными напряжениями датчика положения (ДПР) ВД. Недостатком этого способа является зависимость формы фазных токов от ЭДС и индуктивности фазных обмоток, а также от частоты вращения двигателя и его нагрузки.

Более строгое соответствие между выходными напряжениями ДПР и фазными токами ВД обеспечивается при выполнении коммутатора с отрицательной обратной связью по этим токам. При этом осуществляется непосредственный контроль текущих значений фазных токов, поэтому такой способ формирования фазных токов ВД является прямым.

Среди ВД наиболее распространены двигатели с синусоидальной ЭДС вращения. В зависимости от области применения, особенностей конструкции, ограничений по стоимости, допустимых пульсаций электромагнитного момента и других технических требований в них могут формироваться как синусоидальные, так и прямоугольные фазные токи. Прямоугольные фазные токи обычно формируются в ВД с дискретными ДПР, которые по сравнению с ВД, содержащими аналоговые ДПР, меньше подвержены воздействию электромагнитных помех. Поэтому ВД с дискретными ДПР обладают большей надёжностью функционирования при удалении блока управления и коммутатора от электромеханической части ВД, обусловленного конструктивными особенностями некоторых видов производственного оборудования.

Для формирования в ВД прямым непрерывным способом прямоугольных фазных токов с регулируемой амплитудой его коммутатор изготавливается на основе автономных регуляторов тока [4, 6, 7]. Их напряжения управления формируются модуляторами из выходного напряжения регулятора частоты вращения (РЧВ) ВД. Управляющие входы модуляторов соединены с выходами ДПР, поэтому при вращении ротора ВД они формируют двухполярные прямоугольные импульсы напряжения, совпадающие по фазе с выходными напряжениями ДПР. Амплитуда этих импульсов равна модулю выходного

напряжения РЧВ. Они поступают на входы автономных регуляторов тока коммутатора, которые формируют пропорциональные им токи в фазных обмотках ВД.

Силовые транзисторы автономных регуляторов тока коммутатора работают в активном режиме, для реализации которого должно соблюдаться условие [9]

$$u_{\text{тр}} \geq U_{\text{тр.н}}, \quad (1)$$

где $u_{\text{тр}}$ - напряжение между коллектором и эмиттером силового транзистора; $U_{\text{тр.н}}$ - напряжение между коллектором и эмиттером силового транзистора на границе насыщения.

Условие (1) не единственное ограничение, которое должно соблюдаться при прямом непрерывном формировании прямоугольных фазных токов в ВД. При закрытии силовых транзисторов коммутатора токи в коммутируемых секциях фазных обмоток скачкообразно уменьшаются, и на силовых транзисторах, как и при ключевом режиме их работы, возникают перенапряжения, вызванные сбросом энергии, накопленной индуктивностями коммутируемых секций фазных обмоток. Эти перенапряжения могут вывести транзисторы коммутатора из строя. Поэтому при изготовлении коммутатора должны быть приняты меры по ограничению максимального значения напряжений на силовых транзисторах до $U_{\text{тр.мах}} \leq 2U_{\text{п}}$ [1], где $U_{\text{п}}$ - напряжение источника питания ВД. Это в первую очередь относится к ВД с нереверсивным питанием секций фазных обмоток.

Одним из известных способов ограничения перенапряжений на силовых транзисторах коммутатора является шунтирование секций фазных обмоток ВД обратными диодами с последовательным соединённым с ними стабилитроном [1]. В коммутаторе с такой цепью максимальное напряжение на транзисторах будет равно $U_{\text{тр.мах}} = U_{\text{п}} + U_{\text{ст}}$, где $U_{\text{ст}}$ - напряжение стабилизации стабилитрона.

Вместо стабилитрона может быть включена цепь, состоящая из параллельно соединённых резистора и конденсатора с соответственно подобранными параметрами [1]. Недостатками такой цепи ограничения перенапряжений являются повышенные потери мощности из-за протекания по ней тока от ЭДС вращения и зависимость максимального напряжения на силовых транзисторах от нагрузки ВД.

Ограничить перенапряжения на силовых транзисторах можно также шунтированием их стабилитронами с напряжением стабилизации $U_{\text{ст}} \approx 2U_{\text{п}}$ [8]. Но из-за относительно небольшой рассеиваемой мощности стабилитронов цепи ограничения перенапряжений с ними находят применение в ВД мощностью до 10 ... 20 Вт.

Другим способом ограничения перенапряжений на силовых транзисторах коммутатора является шунтирование их конденсаторами соответствующей ёмкости [8]. При закрытии транзистора накопленная индуктивностью секции фазной обмотки энергия передаётся конденсатору, а при открытии транзистора конденсатор, заряженный от суммарного воздействия ЭДС самоиндукции и вращения секции фазной обмотки, разряжается через него. Для уменьшения рассеиваемой в открытом транзисторе мощности последовательно с конденсатором включается цепь, образованная соединёнными параллельно резистором и диодом [8]. Тогда большая часть накопленной конденсатором энергии рассеивается в резисторе, но увеличивается постоянная времени разряда конденсатора и, соответственно, напряжение на нём к моменту открытия транзистора, что приводит к повышению потерь мощности в ВД.

Все рассмотренные способы ограничения перенапряжений на силовых транзисторах коммутатора относятся к пассивным, т.е. неуправляемым. Они основываются на рассеивании энергии, накопленной индуктивностью секции фазной обмотки к моменту закрытия силового транзистора, в самом транзисторе и/или в элементах цепей ограничения перенапряжений. Вся эта энергия безвозвратно теряется в коммутаторе ВД.

В [7] показано, что при непрерывном формировании синусоидальных, т.е. плавно изменяющихся фазных токов, среднее значение мощности потерь в коммутаторе не зависит от индуктивности секций фазных обмоток ВД, а напряжение на силовых транзисторах коммутатора не превышает $U_{тр.мах} \leq 2U_{п}$. Активный принцип ограничения перенапряжений на силовых транзисторах, заключающийся в плавном уменьшении до нуля тока коммутируемой секции к моменту закрытия транзистора, можно применить и в ВД с прямоугольными фазными токами.

В статье исследуются особенности функционирования и эффективность применения предложенных модуляторов для активного ограничения перенапряжений на силовых транзисторах коммутатора при формировании в двухфазном ВД прямоугольных фазных токов прямым непрерывным способом.

Для формирования напряжений управления коммутатора ВД используются модуляторы на основе фазочувствительных выпрямителей и аналоговых ключей. В них вводятся инерционные звенья, задающие скорости изменения фронта и спада импульсов напряжений управления коммутатором.

В нереверсивных ВД могут использоваться модуляторы, состоящие из последовательно соединённых аналогового ключа и фильтра нижних частот. (ФНЧ). При включении ключа модулятора в коммутируемой секции фазной обмотки будет проходить ток

$$i_c(t) = K_{т.п} I_{с.п} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_m}}), \quad (2)$$

а при отключении ключа он будет спадать по следующей зависимости

$$i_c(t - t_{вкл}) = K_{т.п} I_{с.п} e^{-\frac{(t-t_{вкл})}{\tau_m}}, \quad (3)$$

где $I_{с.п} = U_{п} / R_c$ - пусковой ток секции фазной обмотки; R_c - активное сопротивление секции фазной обмотки ВД; $K_{т.п} = I_{с\ max} / I_{с.п}$ - коэффициент загрузки ВД по току; $I_{с\ max}$ - амплитуда токов секций фазных обмоток; τ_m - постоянная времени ФНЧ модулятора; $t_{вкл}$ - длительность включенного состояния секций фазной обмотки, удовлетворяющая неравенству $t_{вкл} \geq 3\tau_m$.

Из выражения (3), приняв за точку отсчёта времени $t_{вкл} = 0$, получим зависимость изменения перенапряжения на силовом транзисторе

$$u_L(t) = -L_c \frac{di_c(t)}{dt} = K_{т.п} I_{с.п} \frac{L_c}{\tau_m} e^{-\frac{t}{\tau_m}}, \quad (4)$$

которое будет максимально в начальный момент спада фазного тока

$$u_L(0_+) = K_{т.п} \frac{\tau_c}{\tau_m} U_{п}, \quad (5)$$

где L_c - индуктивность секции фазной обмотки ВД; $\tau_c = L_c / R_c$ - электромагнитная постоянная времени секции фазной обмотки;

Это перенапряжение не должно превышать $U_{п}$. Тогда из (5) следует условие выбора постоянной времени ФНЧ модуляторов нереверсивного ВД

$$\tau_m \geq K_{т.п} \tau_c. \quad (6)$$

В модуляторах реверсивных ВД (рис. 1) вместо аналоговых ключей используются ФЧВ. Особенности работы ВД с такими модуляторами при $R_1 = R_2 = R_3$ поясняют временные диаграммы на рис. 2.

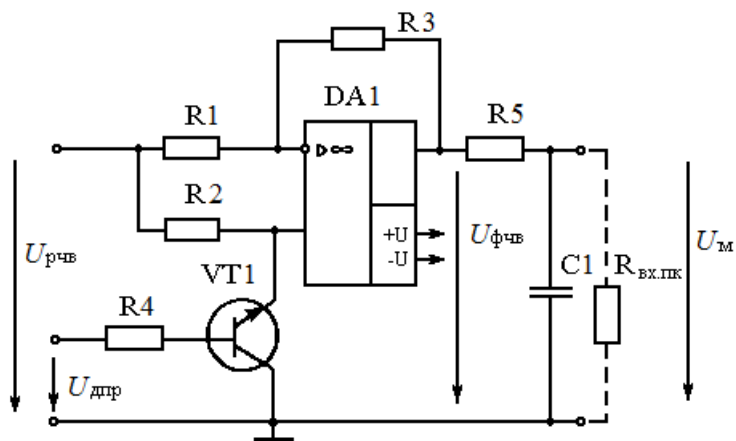


Рис. 1. Электрическая схема модулятора с фильтром нижних частот

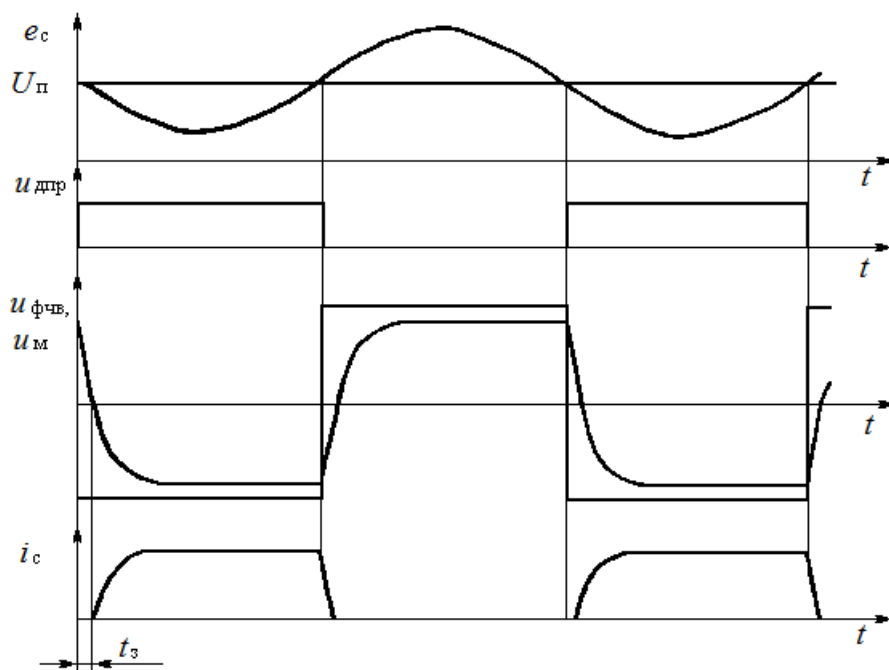


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений, фазных ЭДС и токов ВД с модулятором, содержащим фильтр нижних частот

Из них следует, что при подключении секции фазной обмотки изменение тока в ней описывается зависимостью

$$i_c(t) = K_{т.п} I_{с.п} (1 - 2e^{-\frac{t}{\tau_M}}), \quad (7)$$

а при выключении

$$i_c(t - t_{вкл}) = K_{т.п} I_{с.п} (-1 + 2e^{-\frac{(t-t_{вкл})}{\tau_M}}). \quad (8)$$

Используя (8) находим, что для выполнения условия $u_L(0+) \leq U_{п}$, постоянная времени ФЧН модулятора должна быть равна

$$\tau_M \geq 2K_{т.п} \tau_c. \quad (9)$$

Включение и выключение секций фазных обмоток в ВД с рассматриваемыми модуляторами, как видно из диаграмм на рис. 2, происходит с запаздыванием относительно

выходного напряжения цдпр ДПР на время t_3 . Угол поворота ротора α_3 , соответствующий этому времени, представляет собой угол фазового сдвига фазного тока относительно ЭДС вращения. Он определяется из выражения (7) при $i_c(t - t_{вкл}) = 0$ и составляет $\alpha_3 = \alpha t \ln 2 \approx 0,7\alpha t$, где αt - угол поворота ротора в электрических радианах за время t_m . В моментных ВД [5, 6] с учётом (9) при номинальной частоте вращения этот угол будет составлять несколько процентов от межкоммутационного интервала $\alpha_k = \pi / 2$, то есть угла поворота ротора ВД между двумя последовательными коммутациями секций фазных обмоток.

В высокоскоростных электродвигателях [9] при частотах вращения, близких к номинальным, значение угла α_3 существенно увеличивается. Это приводит к снижению электромагнитного момента и ухудшению энергетических характеристик ВД.

Уменьшить угол α_3 при включении секций фазных обмоток ВД можно несколькими способами, например, использованием в модуляторах ФНЧ с переменной постоянной времени, зависящей от полярности его входного напряжения, меньшее значение которой приходится на момент включения секции, или изготовлением ФЧВ (рис.1) с $R_3 \gg R_1 = R_2$. Полностью устранить запаздывание фазных токов относительно ЭДС вращения позволяет применение в ВД разработанных модуляторов с двумя интегрирующими цепями. В них устанавливаются отдельно постоянные времени фронта и среза импульсов фазных токов. Электрическая схема такого модулятора изображена на рис. 3, а диаграммы, поясняющие принцип его работы, представлены на рис. 4.

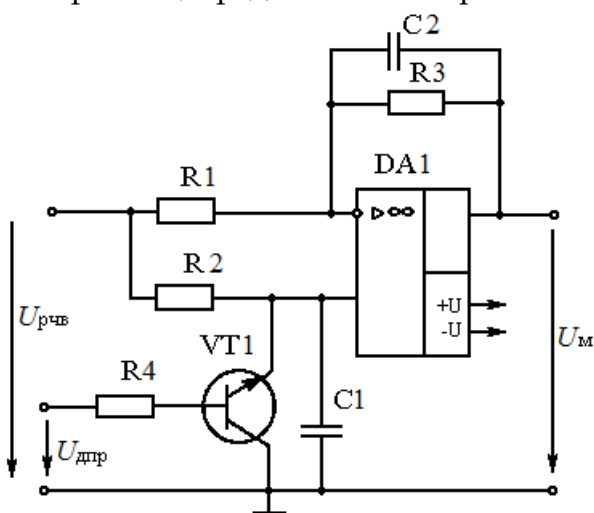


Рис. 3. Электрическая схема модулятора с двумя интегрирующими цепями

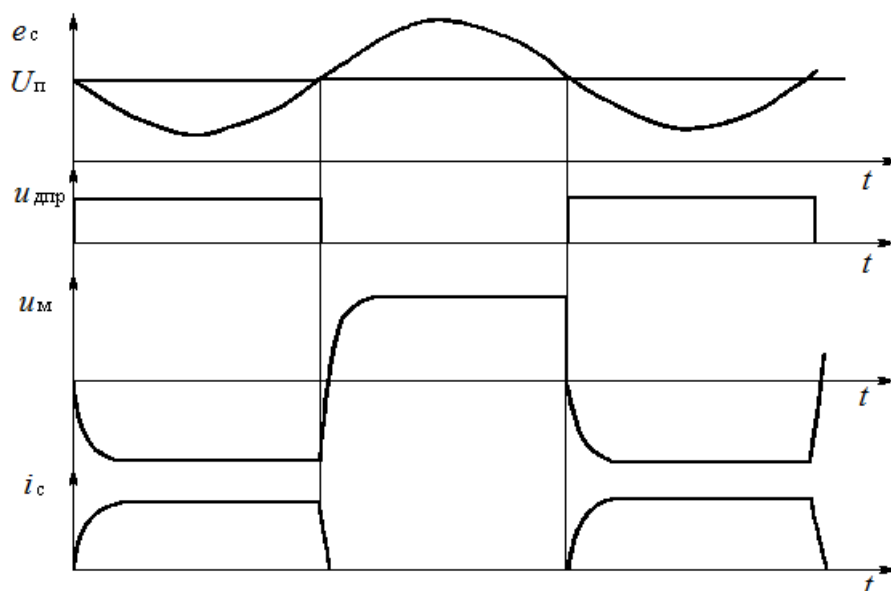


Рис. 4. Временные диаграммы напряжений, фазных ЭДС и токов ВД с модуляторами, содержащими две интегрирующие цепи

Скорость изменения фронта фазных токов ВД в нём задаётся постоянной времени

$$\tau_{m1} = R_3 C_2, \quad (10)$$

а скорость изменения их спада постоянной времени

$$\tau_{m2} = R_2 C_1, \quad (11)$$

При их выборе должны соблюдаться соответственно условия (6) и (9). Отсутствие запаздывания фазных токов в этом модуляторе обеспечивается разрядом конденсатора С1 через транзистор VT1.

При эксплуатации ВД, как и других управляемых от полупроводниковых устройств электродвигателей, их пусковой момент ограничивают до $M_n \leq (1,5 - 2) M_n$, где M_n - номинальный электромагнитный момент электродвигателя [1]. Такому значению электромагнитного момента ВД при непрерывном токовом управлении соответствует $kt.п \leq 0,2 - 0,5$. Поэтому, как следует из (6) и (9), при активном управлении скоростью изменения фронта и спада фазных токов ВД можно не только уменьшить перенапряжения на силовых транзисторах коммутатора, но и по сравнению с ключевым режимом их работы в несколько раз сократить длительность переходных процессов при коммутации секций фазных обмоток.

Основные выводы по результатам проведенного исследования особенностей формирования в ВД прямоугольных фазных токов прямым непрерывным способом заключаются в следующем.

1. Обосновано применение при формировании в ВД прямоугольных фазных токов активного способа ограничения коммутационных перенапряжений на силовых транзисторах его коммутатора.

2. Сформулированы требования к параметрам интегрирующих цепей модуляторов коммутатора ВД, задающих предельно допустимые скорости изменения фронта и спада фазных токов.

3. Показано, что при выполнении этих требований при анализе энергетических характеристик ВД допустимо принять формируемые коммутатором квазипрямоугольные фазные токи строго прямоугольными.

Список литературы:

1. Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. Л.: Наука, 1979. 270 с.
2. Электрические следящие приводы с моментным управлением исполнительными двигателями: Монография / Баранов М.В., Бродовский В.Н., Зимин А.В., Каржавов Б.Н. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. 240 с.
3. Анучин С.А. Системы управления электроприводов. М.: Издательский дом МЭИ, 2015. 373 с.
4. Столов Л.И., Афанасьев А.Ю. Моментные двигатели постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1989. 224 с.
5. Беленький Ю.М., Микеров А.Г. Выбор и программирование параметров бесконтактного моментного привода. Л.: ЛДНТП, 1990. 24 с.
6. Цаценкин В.К. Безредукторный автоматизированный электропривод с вентильными двигателями. М.: Издательство МЭИ, 1991. 240 с.
7. Соловьев В.А. Вентильный электродвигатель с обратной связью по токам фазных обмоток // Электричество, 1995. № 1. С. 56 - 61.
8. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие : Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1993. 240 с.
9. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока / Н.П. Адволоткин, В.Т. Гращенко, Н.И. Лебедев и др. Л.: Энергоатомиздат, 1984. 160 с.

References:

1. Ovchinnikov I.E., Lebedev N.I. Contactless DC motors. L.: Nauka, 1979. 270 p.
2. Electric servo drives with torque control of actuators: Monograph / Baranov M.V., Brodovsky V.N., Zimin A.V., Karzhavov B.N. Moscow: Publishing house of Bauman Moscow State Technical University, 2006. 240 p.
3. Anuchin S.A. Electric drive control systems. Moscow: MPEI Publishing House, 2015. 373 p.
4. Stolov L.I., Afanasyev A.Yu. Torque DC motors. Moscow: Energoatomizdat, 1989. 224 p.
5. Belenkiy Yu.M., Mikerov A.G. Selection and programming of parameters of contactless torque drive. L.: LDNTP, 1990. 24 p.
6. Tsatsenkin V.K. Gearless automated electric drive with valve motors. Moscow: MEI Publishing House, 1991. 240 p.
7. Soloviev V.A. Valve electric motor with feedback on phase winding currents // Electricity, 1995. No. 1. P. 56-61.
8. Williams B. Power Electronics: Devices, Application, Control. Reference Manual: Trans. from English. Moscow: Energoatomizdat, 1993. 240 p.
9. Controlled contactless DC motors / N.P. Advolotkin, V.T. Grashchenkov, N.I. Lebedev et al. L.: Energoatomizdat, 1984. 160 p.