

# ВЫБОР ТОПОЛОГИИ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ МЕХАНИЗМАМИ СО ВСТРОЕННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

Бочкарев И.В., Галбаев Ж.Т.

Кыргызский государственный технический университет, г. Бишкек

**Введение.** В настоящее время в автоматизированных и мехатронных системах широко используются различные электромагнитные механизмы (ЭММ) с электромагнитным приводом. Наибольшее распространение имеют ЭММ в виде фрикционных электромагнитных муфт и тормозов [1,2], которые состоят из трех основных частей — фрикционного узла, управляющего электромагнита (УЭ) и схемы его управления (СУ). Фрикционный узел, который выполнен обычно нормально замкнутым, служит для создания момента трения и передачи его на приводной вал. Управляющий электромагнит предназначен для размыкания этого тормозного узла и удержания его в разомкнутом состоянии. Схема управления служит для подключения обмотки управляющего электромагнита к источнику питания и обеспечивает заданные параметры быстрого действия муфты или тормоза при их замыкании и размыкании путем формирования оптимального закона изменения питающего напряжения. Структура СУ определяется совокупностью технико-экономических требований, предъявляемых к ЭММ с учетом эксплуатационных характеристик механизма, управляемого посредством ЭММ.

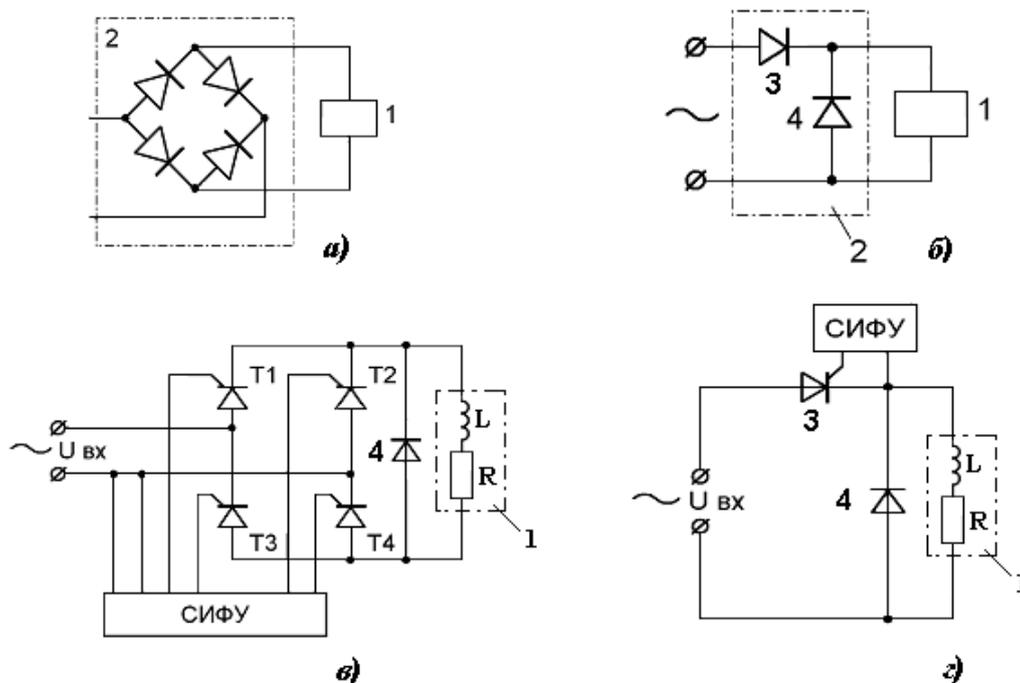
Для привода ЭММ в настоящее время на практике применяют УЭ как переменного, так и постоянного выпрямленного тока. Однако с появлением дешевых силовых полупроводниковых диодов, позволяющих легко реализовать надежную и компактную схему выпрямления питающего напряжения, более широкое применение получили ЭММ с электромагнитами выпрямленного тока. Этому способствовал ряд известных недостатков, характерных для электромагнитов переменного тока: необходимость шихтовки магнитопровода, что делает его конструкцию более трудоемкой в изготовлении и непригодной для использования в качестве несущей детали; при одних и тех же тяговом усилии и времени срабатывания электромагниты переменного тока имеют значительно большие габариты, массу и потребляемую мощность по сравнению с электромагнитами постоянного тока [3].

Именно поэтому подавляющее большинство отечественных предприятий и зарубежных фирм в последнее время отказались от изготовления ЭММ с УЭ переменного тока и перешли на электромагниты выпрямленного тока со встроенным выпрямителем. Это позволило использовать для их питания широко распространенную сеть переменного тока, устранив при этом недостатки электромагнитных систем со знакопеременным магнитным потоком и сохранив преимущества электромагнитов постоянного тока.

**Цель исследований.** При выборе СУ для ЭММ со встроенным выпрямителем необходимо сначала выбрать способ выпрямления питающего напряжения. Поэтому проведем необходимые исследования для случаев использования в схемах управления как неуправляемых, так и управляемых выпрямителей для того, чтобы на практике в каждом конкретном случае обоснованно выбрать, одно- или двухполупериодное выпрямление обеспечит наиболее оптимальный вариант СУ.

**Результаты исследований.** На рис.1 показаны схемы управления с различными типами выпрямителей. Выпрямитель 2 может быть выполнен как двухполупериодным (рис 1,а), так и однополупериодным (рис.1,б) с шунтирующим диодом 4, который создает контур для прохождения тока от ЭДС самоиндукции обмотки 1 ЭМТУ в тот промежуток времени, когда последовательно включенный рабочий диод 3 закрыт [1].

Анализ показал [1, 2], что для повышения быстродействия ЭММ широко применяются различные СУ с форсировкой нарастания тока в обмотке управляющего электромагнита при включении. В таких схемах на период срабатывания электромагнита обеспечивается подача на его обмотку повышенного напряжения, величина которого после срабатывания электромагнита уменьшается до значения, достаточного для удержания якоря ЭММ в притянутом к сердечнику положении (рис.1,в,г).



**Рис. 1. Схемы управления ЭММ с неуправляемыми (а, б) и управляемыми тиристорными (в, г) выпрямителями:**  
 1- обмотка управляющего электромагнита; 2 - выпрямитель;  
 3 - рабочий диод; 4 - шунтирующий диод

Исходное уравнение, описывающее переходные процессы в обмотке управляющего электромагнита ЭММ, независимо от схемы управления имеет следующий вид:

$$U_{ex}(t) = R \cdot i(t) + L \cdot di(t)/dt, \quad (1)$$

где  $U_{ex}(t)$  и  $i(t)$  - мгновенные значения напряжения и тока в обмотке;  $R$  и  $L$  - активное сопротивление и индуктивность обмотки УЭ;  $t$  - текущее время.

Пусть входное напряжение  $U_{ex}(t)$  изменяется по синусоидальному закону

$$U_{ex}(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \psi_H), \quad (2)$$

где  $\psi_H$  - начальная фаза напряжения.

Как показано в [1,4], вариант СУ, содержащий управляемый тиристорный выпрямитель, позволит получить общее решение и расчеты при СУ других типов будут являться частными случаями этого решения.

Представим каждый период прикладываемого к обмотке УЭ напряжения состоящим из двух интервалов – «импульс», когда любая пара тиристоров открыта, и «пауза», когда тиристоры закрыты. Решив уравнение (1) с учетом (2), получим ток  $i_{ик}$ , протекающий по обмотке на интервале «импульс»  $k$ -го периода в течение времени  $(t_{k-1} + \alpha_k/\omega) \leq t \leq t_k$ , где  $k=1,2,3 \dots$  :

$$i_{ик}(t) = i_{в} + i_{св} = \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\omega t_n + \psi_H + \alpha_k - \varphi) + A_{ик} e^{t_n/\tau}, \quad (3)$$

где  $i_{в}$  и  $i_{св}$  – вынужденная и свободная составляющие тока;  $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$  - полное сопротивление обмотки;  $t_u = t - (t_{k-1} + \alpha_k/\omega)$  - мгновенное значение времени на интервале «им-

пульс»  $k$ -го периода;  $\alpha_k$  - угол управления тиристорами на  $k$ -том периоде;  $\varphi = \arctg(\omega L / R)$  - сдвиг по фазе между напряжением и током;  $\tau = L / R$  - постоянная времени цепи обмотки;  $A_{u.k}$  - постоянная интегрирования.

На интервале «пауза»  $k$ -го периода в течение времени  $t_{k-1} \leq t \leq t_{k-1} + \Delta t$  ток в обмотке поддерживается только за счет ЭДС самоиндукции. В этом случае решение уравнения (1) при  $U_{cp}(t)=0$  будет иметь вид

$$i_{nk}(t) = A_{nk} e^{-t_n / \tau}, \quad (4)$$

где  $t_n = t - t_{k-1}$  - мгновенное значение времени на интервале «пауза»;  $A_{nk}$  - постоянная интегрирования.

Постоянные интегрирования  $A_{uk}$  и  $A_{nk}$  находим из граничных условий, которые основаны на том, что на границах интервалов мгновенные значения токов равны, то есть ток  $i_{u.k}$  в конце интервала «импульс» при  $t_u = (\pi - \alpha_k) / \omega$  равен току  $i_{nk}$  в начале интервала «пауза» при  $t_n = 0$ . Соответственно, ток  $i_{uk}$  в начале интервала «импульс» при  $t_u = 0$  равен току  $i_{nk}$  в конце интервала «пауза» при  $t_n = \alpha_k / \omega$ :

$$A_{u.k} = A_{nk} \cdot \exp\left(-\frac{\alpha_k}{\omega \cdot \tau}\right) - \frac{U_m}{Z} \sin(\alpha_k - \varphi) = i_{nk} - \frac{U_m}{Z} \sin(\alpha_k - \varphi); \quad (5)$$

$$A_{n.k} = \frac{U_m}{Z} \sin \varphi + A_{u.k} \cdot \exp\left(-\frac{\pi - \alpha_k}{\omega \cdot \tau}\right) = i_{n(k-1)}. \quad (6)$$

Тогда уравнения для расчета тока на интервалах «импульс» и «пауза» примут следующий вид:

$$i_{u.k}(t) = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t_u + \psi_H + \alpha_k - \varphi) + \left[ i_{nk} - \frac{U_m}{Z} \sin(\alpha_k - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{t_u}{\tau}}; \quad (7)$$

$$i_{nk}(t) = i_{n(k-1)} \cdot e^{-\frac{t_n}{\tau}}. \quad (8)$$

Переход с интервала «пауза» на интервалах «импульс»  $k$ -го периода и с интервала «импульс» на интервал «пауза»  $(k+1)$ -го периода осуществляется при выполнении соответственно следующих условий

$$t_n \geq \frac{\alpha_k - \psi_n}{\omega}; \quad t_u + \frac{\alpha_k}{\omega} \geq \frac{1}{2f} \quad (9)$$

где  $f$  - частота питающего напряжения.

Текущее время  $t$  определяется как сумма длительности обоих интервалов.

При применении однополупериодного управляемого выпрямителя ток на интервале «импульс» описывается уравнением

$$i_{u.k} = -\frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\omega t_u + \Psi_n + \alpha_k - \varphi) + \left[ i_{n/k} + \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\Psi_n + \alpha_k - \varphi) \right] e^{-t_n / \tau}, \quad (10)$$

а ток на интервале «пауза» - по уравнению (8), причем переход с интервала «импульс» на интервал «пауза» осуществляется по условию  $(t_n + \alpha_k / \omega) \geq 1 / f$ .

Для СУ с неуправляемыми выпрямителями расчет проводится по этим же формулам при подстановки в них  $\alpha_k = 0$ . Схемы форсированного управления других типов, например, с балластными сопротивлениями, с двумя источниками питания, с переключением с двухполупериодного выпрямления на однополупериодное и т.п. [1], в которых по истечению времени форсировки  $t_\phi$  напряжение скачком уменьшается до напряжения удержания, могут рассматриваться в интервале времени  $0 \leq t \leq t_\phi$  по предложенным формулам при угле  $\alpha_k = 0$ .

В режиме удержания якоря (при разомкнутом фрикционном узле) напряжение, прикладываемое к обмотке УЭ, также состоит из двух интервалов и значение тока можно, как в режиме срабатывания, вычислять по уравнениям (7) и (8). При этом угол управления тиристор-

рами будет постоянным  $\alpha_K = \alpha = \text{const}$ , однозначно зависящим только от параметров и настройки СУ. Тогда постоянные интегрирования  $A_{И.К}$  и  $A_{П.К}$  будут также иметь фиксированные значения и выражение для тока ЭММ в этом режиме работы примут следующий вид

$$i_{И} = U_m/Z \cdot [\sin(\omega t_{И} + \alpha - \varphi) + \sin \varphi \cdot e^{-\alpha/(\omega\tau)} - \sin(\alpha - \varphi)] / (1 - e^{-\pi/(\omega\tau)}) \cdot e^{-t/\tau}; \quad (11)$$

$$i_{П} = U_m/Z \cdot [\sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi) \cdot e^{(\alpha - \pi)/(\omega\tau)}] / (1 - e^{-\pi/(\omega\tau)}) \cdot e^{-t/\tau}. \quad (12)$$

В случае использования СУ с однополупериодным тиристорным регулятором напряжения имеем, что время  $\Delta t_k$ , в течение которого тиристор закрыт, равно  $\Delta t_k = (\pi + \alpha)/\omega$ . Тогда по аналогии с приведенными выше выкладками, для таких СУ получим выражения для тока в квазиустановившемся режиме в следующем виде:

$$i_{И} = U_m/Z \cdot [\sin(\omega t_{И} + \alpha - \varphi) + \sin \varphi \cdot e^{-(\pi + \alpha)/(\omega\tau)} - \sin(\alpha - \varphi)] / (1 - e^{-2\pi/(\omega\tau)}) e^{-t/\tau}; \quad (13)$$

$$i_{П} = U_m/Z \cdot [\sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi) \cdot e^{(\alpha - \pi)/(\omega\tau)}] / (1 - e^{-2\pi/(\omega\tau)}) \cdot e^{-t/\tau}. \quad (14)$$

Среднее значение тока  $I_{ср.уд}$  в этом режиме работы можно определить из выражения:

$$I_{ср.уд} = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\pi - \alpha} i_{И} d(\omega t_{И}) + \int_0^{\alpha} i_{П} d(\omega t_{П}) \right]. \quad (15)$$

Подставив в (15) выражение для  $i_{И}$  по (11) и  $i_{П}$  по (12) для двухполупериодного выпрямителя и выражение для  $i_{И}$  по (13) и  $i_{П}$  по (14) для однополупериодного выпрямителя, а также произведя интегрирование и необходимые преобразования, получим (здесь и далее индекс «дв» соответствует величинам для двухполупериодного выпрямления, а индекс «од» - для однополупериодного)

$$I_{ср.уд.дв} = U_m/(\pi R) \cdot (1 + \cos \alpha) = I_m/\pi (1 + \cos \alpha); \quad (16)$$

$$I_{ср.уд.од} = U_m/(\pi R) \cdot (1 + \cos \alpha) = I_m/2\pi (1 + \cos \alpha) \quad (17)$$

Соответственно, значения среднего напряжения  $U_{ср}$ , прикладываемого к обмотке растормаживающего электромагнита при двух- и однополупериодном выпрямлении, могут быть вычислены по формулам:

$$U_{ср.дв} = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha); \quad U_{ср.од} = \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (18)$$

Из уравнений (18) видно, что при одинаковых условиях в схеме однополупериодного выпрямления с шунтирующим диодом среднее значение напряжения в два раза меньше, чем в мостовой схеме выпрямления.

Полученные уравнения позволяют установить зависимость обмоточных данных растормаживающего электромагнита от схемы выпрямления.

Покажем, что при известных диаметральных размерах магнитопровода УЭ, которые обычно определяются размерами электродвигателя, для комплектации которого предназначен данный ЭММ, заданное напряжение  $U_{ср}$  и допустимая плотность тока  $j$ , выбранная по заданному классу нагревостойкости изоляции обмотки, однозначно определяют число витков  $W$  обмотки УЭ. Для этого примем во внимание, что

$$R = \rho \cdot l / S_{np} = \rho \cdot l_{ср} W / S_{np}, \quad (19)$$

где  $\rho$  - удельное сопротивление материала обмотки;  $l_{ср} = \pi D_{ср}$  - средняя длина витка обмотки;  $D_{ср} = (D_1 - D_4) / 2$  - средний диаметр обмотки;  $D_1 = (1,6 \div 1,9) \cdot h$  и  $D_4 \approx D_{н.у}$  - наружный и внутренний диаметры магнитопровода УЭ;  $h$  и  $D_{н.у}$  - высота оси вращения и наружный диаметр подшипникового узла электродвигателя;  $S_{np}$  - сечение проводника.

С другой стороны, на основании закона Ома имеем

$$R = U_{ср} / i_y, \quad (20)$$

Установившийся ток  $i_y$  выразим через сечение проводника  $S_{np}$  и допустимую плотность тока  $j$  в обмотке:

$$i_y = S_{np} \cdot j, \quad (21)$$

Подставляя в (20) значение  $i_y$  по (21) и приравняв правые части полученного уравнения и уравнения (19), получим

$$W = U_{cp} / (\rho j \pi D_{cp}), \quad (22)$$

Тогда из уравнения (22) с учетом (18) имеем, что

$$W_{od} = 0,5 \cdot W_{dв}. \quad (23)$$

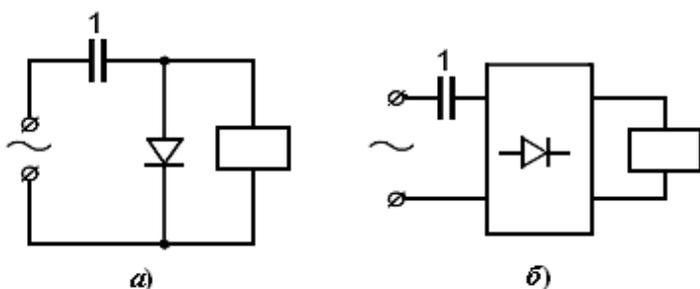
Поскольку величина МДС обмотки управляющего электромагнита, необходимая для удержания фрикционного узла в разомкнутом состоянии, не зависит от схемы выпрямления, а определяется параметрами ЭММ, то должно сохраняться равенство  $W_{od} \cdot i_{y.od} = W_{dв} \cdot i_{y.dв}$ , откуда с учетом (23) получаем, что

$$i_{od} = 2 \cdot i_{dв}. \quad (24)$$

Следовательно, в соответствии с (21) получаем, что  $S_{np.od} = 2 \cdot S_{np.dв}$ , а так как  $d_{np} = \sqrt{4S_{np}/\pi}$ , то

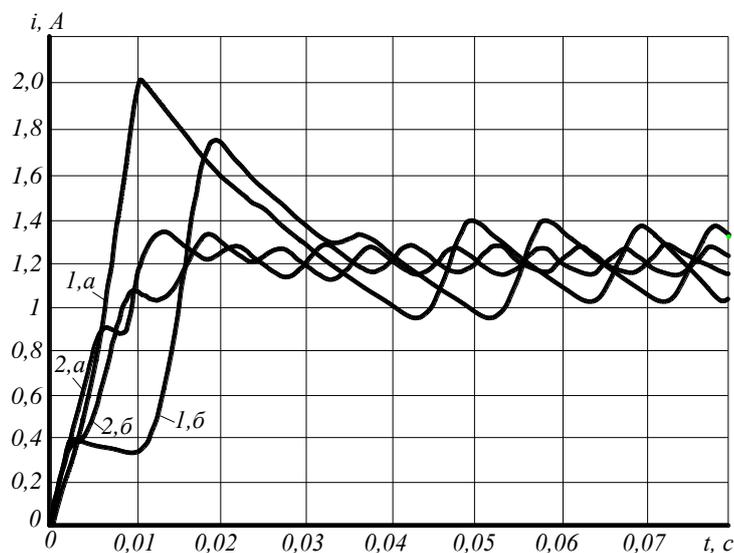
$$d_{np.od} = \sqrt{2} \cdot d_{np.dв}. \quad (25)$$

Для исследования влияния способа выпрямления питающего напряжения на характер переходных процессов, протекающих в ЭММ, были составлены компьютерные модели в среде Toolbox Simulink [5], имеющие СУ с форсировкой срабатывания за счет предвключенного конденсатора [2], показанные на рис.2.



**Рис.2. Схемы управления ЭММ с форсировкой срабатывания с однополупериодным (а) и двухполупериодным (б) выпрямлением**

На рис.3 приведены кривые нарастания тока для каждого способа выпрямления, соответствующие наилучшим и наихудшим с точки зрения быстродействия начальным фазам  $\psi$ . Расчет проведен для электромеханического тормозного устройства (для двигателя 4А80А4), имеющего следующие параметры: тормозной момент  $M_m = 13$  Нм,  $U = 24$  В,  $R = 20,3$  Ом,  $L = 0,87$  Гн,  $i_{cp} = 0,84$  А. Анализируя эти кривые можно заметить, что время достижения током значения тока срабатывания  $i_{cp} = 0,84$  А зависит как от способа выпрямления, так и от величины  $\psi$ .



**Рис.3. Кривые тока в УЭ при разных способах выпрямления питающего напряжения:**

1 – однополупериодное выпрямление  
(а – при  $\psi = 300^\circ$ ; б – при  $\psi = 120^\circ$ )  
2 – двухполупериодное выпрямление  
(а – при  $\psi = 45^\circ$ ; б – при  $\psi = 120^\circ$ )

При однополупериодном выпрямлении влияние начальной фазы на скорость нарастания тока более заметно, чем при двухполупериодном. Однако видно, что при однополупериодном выпрямлении схема форсировки с предвключенным конденсатором обеспечивает значительно больший бросок тока, причем в течении как минимум 30 мс мгновенные значения тока превышают соответствующие мгновенные значения тока при двухполупериодном выпрямлении. Это обеспечивает создание большего тягового усилия, развиваемого управляющим электромагнитом и, таким образом, гарантирует быстрое и надежное размыкание тормоза и растормаживание тем самым вала электродвигателя. Конечно, из рис.3 видно, что при двухполупериодном выпрямлении переход схемы в квазиустановившийся режим происходит быстрее, однако на выходные показатели тормоза это никакого влияния не оказывает. Амплитуда пульсации тока в этом режиме при однополупериодном выпрямлении больше, чем при двухполупериодном, что необходимо учитывать при проектировании обмотки электромагнита.

**Выводы.** 1. Схемы управления с однополупериодным выпрямлением требуют в два раза меньшего количества силовых полупроводниковых элементов, что снижает стоимость и габаритные размеры всего блока управления.

2. В соответствии с (23) и (25), при использовании однополупериодного выпрямителя обмотка имеет в два раза меньшее число витков и обмоточные провода большего диаметра, чем при двухполупериодном выпрямителе. Это уменьшает трудоемкость изготовления обмотки ЭММ и повышает ее надежность. Одновременно это

3. Увеличение диаметра провода  $d_{пр.од}$  и уменьшение числа витков  $W_{од}$  приводит к увеличению коэффициента заполнения паза обмоткой и коэффициента теплоотдачи. Это обеспечивает возможность уменьшения массогабаритных параметров ЭММ, питаемых через СУ с однополупериодным выпрямителем.

4. Параметры быстродействия срабатывания ЭММ практически не зависят от схемы выпрямления.

5. СУ, обеспечивающие однополупериодное выпрямление, нагружают источник током с постоянной составляющей. При наличии ограничений на величину последней, например, в автономных сетях бортового электрооборудования, более предпочтительно выпрямление по двухполупериодной схеме.

6. Питание однополупериодным выпрямленным напряжением увеличивает уровень шума и вибрации электромагнита. Однако обычно этот недостаток не является решающим, поскольку сам электродвигатель является более интенсивным источником шума и вибрации, определяя показатели всей системы в целом.

## Литература

1. Бочкарев И.В. Быстродействующие электромеханические тормозные устройства для электродвигателей. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 288 с.
2. Бочкарев И.В., Галбаев Ж.Т. Быстродействующие электромагнитные механизмы с постоянными магнитами и схемы их управления для систем автоматики. – Бишкек: Изд-во «Илим», 2008. – 275 с.
3. Бочкарев И.В., Галбаев Ж.Т. Электродвигатели с встроенным электромеханическим тормозом для станков и роботов. – Бишкек: Изд-во «Илим», 2005. – 314 с.
4. Сливинская А.Г., Гордон А.В. Электромагниты со встроенными выпрямителями. – М.: Наука, 1970. – 64 с.
5. Бочкарев И.В., Гунина М.Г., Галбаев Ж.Т. Разработка и компьютерное моделирование электромеханических тормозных устройств для станкостроения и робототехники // Электротехника. – 2008. – №5. – С. 48-55.