

Островляничик Виктор Юрьевич, доктор технических наук, профессор, Поползин Иван Юрьевич, старший преподаватель, Маршев Дмитрий Александрович, аспирант, Толстых Алексей Владимирович, магистрант, Дроздова Анна Вячеславовна, магистрант

Сибирский государственный индустриальный университет, 654007, Россия, г. Новокузнецк, ул. Кирова, 42

E-mail: eidoline@yandex.ru

УПРАВЛЯЕМЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ТОКА ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ НА ОСНОВЕ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

Аннотация:

Актуальность работы. Асинхронный электропривод с роторной станцией, несмотря на свои недостатки, до сих пор находит широкое применение для существующих шахтных подъемных установок. Перспективным способом модернизации таких установок является применение машины двойного питания с комбинированным управлением. Однако работа электропривода на основе машины двойного питания в области низких скоростей затруднена, в связи с чем возникает необходимость применения дополнительных решений. В статье на основе анализа требований, предъявляемых к механическим характеристикам электропривода подъемной установки, предлагается использовать управляемый источник тока на основе силового транзистора для организации режима растормаживания и управления машиной на малой скорости, что является актуальным при модернизации существующих приводов подъемных установок и проектировании новых.

Цель работы: обоснование использования управляемого преобразователя тока в цепи ротора асинхронного двигателя с фазным ротором для управления скоростью; исследование работы данной схемы.

Методы исследования: метод обобщенной двухфазной электрической машины, метод структурных схем, методы математического анализа, метод схем замещения, компьютерная симуляция.

Результаты: предложена схема управляемого преобразователя тока, реализующего непрерывное регулирование скорости; получено математическое описание работы асинхронного двигателя с управляемым преобразователем тока в динамических режимах.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, шахтная подъемная установка, машина двойного питания, регулирование скорости, управляемый преобразователь тока.

Информация о статье: принята 01 февраля 2019 г.

DOI: 10.26730/1816-4528-2019-1-40-46

1. Введение

Основным технологическим требованием к электроприводу подъемной установки является реализация заданной тахограммы движения сосудов вне зависимости от нагрузки на приводной двигатель [1], [2], [3]. Это требование означает, что жесткость рабочих участков механических характеристик привода, на которых происходит работа, должна соответствовать условиям

$$\frac{d\omega}{dM} < \beta_{кр}, \quad \frac{d\omega}{dM} \approx \text{const при } |M| \leq |M_{max}|, \quad (1)$$

где M – момент, развиваемый приводом, ω – скорость, $\beta_{кр}$ – критическое значение жесткости, определяемое видом механических характеристик, M_{max} – максимальный (критический) момент привода, определяемый по выражению:

$$M_{Hmax}, \quad (2)$$

в котором λ – перегрузочная способность подъемного двигателя, M_n – номинальный момент двигателя.

Для обеспечения заданной тахограммы движения сосудов также необходимо поддержание заданного динамического момента привода, определяемого по выражению:

$$M_{дин} = M - M_C, \quad (3)$$

где M_C – момент нагрузки привода. Поскольку момент нагрузки является внешним по отношению к системе электропривода возмущением и не зависит от управляющих воздействий, поддержание заданного динамического момента обеспечивается изменением момента M .

Кроме того, диапазон регулирования скорости в электроприводах подъемных установок должен соответствовать условию:

$$D = \frac{\omega_n}{\omega_{min}} \quad (4)$$

где ω_n – номинальная скорость вращения приводного двигателя, ω_{min} – минимально требуемая постоянная скорость вращения двигателя.

Характерным режимом работы электроприводов подъемных машин является растормаживание и последующее движение на малой скорости [3]. При подаче команды на движение барабан машины заторможен механическим тормозом. Чтобы после снятия тормоза не возник обратный ход и подъемный сосуд не пошел вниз под действием силы тяжести, необходимо при заторможенной машине создать ток, обеспечивающий требуемый, исходя из реализуемой тахограммы, динамический момент привода. Режим движения на малой скорости (в диапазоне $0 \leq \omega \leq \omega_{0min}$, где ω_0 – скорость идеального холостого хода машины на естественной механической характеристике) необходим для входа и выхода подъемных сосудов, дотягивания подъемного сосуда, а также для ревизии ствола.

2. Описание предлагаемой схемы

На большом числе шахтных и рудничных подъемных установок в качестве приводных используются асинхронные двигатели с фазным ротором (АДФР) большой мощности. Регулирование скорости таких приводов осуществляется ступенчатым изменением активного сопротивления ротора при помощи роторной станции. Достоинствами данного способа регулирования являются линейность рабочих участков механических характеристик и постоянство перегрузочной способности двигателя [4], [5], [6] а недостатками – рывки и удары в механической части привода, возникающие из-за бросков момента при переключении ступеней станции, а также бесполезные потери энергии (до 30% потребляемой приводом), рассеиваемой в виде тепла на резисторах роторной станции.

Перспективным способом модернизации таких приводов представляется применение схемы машины двойного питания с асинхронно-синхронным комбинированным управлением [7], в которой осуществимо непрерывное регулирование скорости в большом диапазоне и рекуперация энергии в роторной цепи [8], [9], что повышает энергетические характеристики привода [10], [11]. Однако основной проблемой применения машины двойного питания в электроприводах с большим диапазоном регулирования скорости является управление машиной в диапазоне скоростей $0 \leq \omega \leq \omega_{0min}$ [8]. Существующие реализации (например, описанная в [1]) электроприводов на базе машины двойного питания предполагают использование для управления машиной в указанном диапазоне скоростей роторной станции, что усложняет схему управления и значительно снижает надежность привода, а также сохраняет все

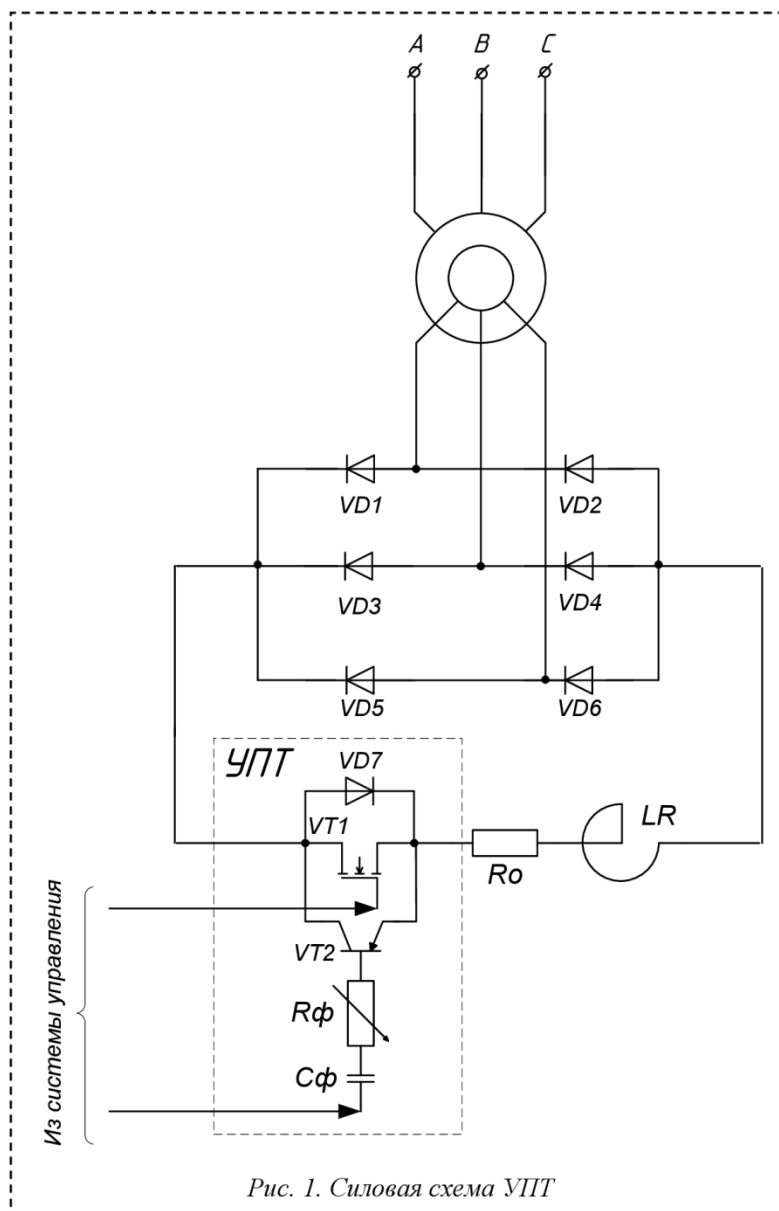


Рис. 1. Силовая схема УПТ

изложенные выше недостатки схемы с роторной станцией. В то же время схема асинхронного электропривода с роторной станцией полностью отвечает условиям (1), (2), (4). Таким образом, возникает задача обеспечения работы электропривода аналогично приводу с роторной станцией без ее сохранения.

Для реализации указанного режима необходимо управление активной составляющей тока ротора, формирующей момент. Это может быть реализовано с помощью предлагаемой авторами схемы привода с управляемым преобразователем тока в цепи ротора, приведенной на рисунке 1. Предлагаемая схема включает в себя выпрямитель, в цепь выпрямленного тока которого включен преобразователь тока, реализующий регулирование выпрямленного тока ротора I_d с соблюдением условия $\frac{\Delta I_d}{\Delta t} \rightarrow 0$. При непрерывном изменении выпрямленного тока ротора происходит непрерывное изменение активной составляющей тока ротора, а следовательно, и момента машины. Возможность непрерывного регулирования момента двигателя обеспечивает соблюдение условий (1), (2), (4).

Схема состоит из неуправляемого выпрямителя, собранного из диодов $VD1-VD6$. К цепи постоянного тока выпрямителя подключено токоограничивающее сопротивление R_0 , сглаживающий реактор LR и силовой транзистор $VT1$. Диод $VD7$, включенный параллельно VT , служит для защиты VT от коммутационных перенапряжений. Параллельно силовому транзистору $VT1$ подключен управляемый RC-фильтр, состоящий из транзистора $VT2$, переменного резистора $R\phi$ и конденсатора $C\phi$. Используя широтно-импульсную модуляцию и подавая на базы $VT1$ и $VT2$ управляющие импульсы напряжения, возможно управлять выпрямленным током ротора машины, а следовательно, ее электромагнитным и динамическим моментом. Наличие в составе УПТ управляемого емкостного фильтра (с переменной постоянной времени) позволяет соблюсти условие непрерывности тока, протекающего через УПТ, путем сглаживания тока, протекающего через $VT1$ при ключевом режиме его работы.

Указанный способ регулирования эквивалентен изменению активного сопротивления ротора, однако он целесообразен только для регулирования скорости в диапазоне $0 \leq \omega_{0min}$ из-за ограниченной термической и коммутационной надежности транзистора VT , что подходит для упомянутого комбинированного управления машиной двойного питания. Как показано в [4], поскольку регулируемым параметром в подобных схемах является скважность отпираания VT , эквивалентное сопротивление цепи ротора определяется по выражению:

$$R_{\Sigma} = R_R + (1 - \gamma)R, \quad (5)$$

где γ – скважность, R – величина добавочного сопротивления, R_R – собственное активное сопротивление ротора.

3. Динамические режимы в рассматриваемой системе

Для определения динамики машины при изменении скважности и составления структурной схемы привода запишем законы Кирхгофа для обмоток машины и выражение для ее электромагнитного момента в векторной форме с учетом того, что в роторе машины нет источника напряжения:

$$\begin{cases} \bar{U}_S = j\omega_0 \bar{\Psi}_S + \bar{I}_S R_S, \\ 0 = j\omega_0 s \bar{\Psi}_R + \bar{I}_R R_R, \\ M = -\frac{3}{2} Z_{II} \frac{L_{\mu}}{L_S L_R - L_{\mu}^2} [\bar{\Psi}_S \times \bar{\Psi}_R], \end{cases} \quad (6)$$

где $\bar{\Psi}_S$ – комплексное значение потокосцепления статора;

$\bar{\Psi}_R$ – комплексное значение потокосцепления ротора;

L_{μ} – индуктивность намагничивания;

L_S – индуктивность статора;

L_R – индуктивность ротора;

\bar{U}_S – комплексное значение напряжения на статоре;

s – скольжение;

ω_0 – угловая скорость вращения магнитного поля статора;

Z_{II} – число пар полюсов машины;

M – электромагнитный момент.

Воспользуемся методом обобщенной электрической машины и составим двухфазную модель машины в ортогональной системе координат, связанной с изображающим вектором тока статора, описанной в [12].

Спроецировав уравнения системы (6) на оси выбранной системы координат, получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} u_{Sg} = R_S i_{Sg} + L_S \frac{di_{Sg}}{dt} - L_{\mu} \frac{di_{Rg}}{dt} - \omega_g L_{\mu} i_{Ri}, \\ u_{Si} = R_S i_{Si} + L_S \frac{di_{Si}}{dt} - L_{\mu} \frac{di_{Ri}}{dt} + \omega_g L_S i_{Sg} - \omega_g L_{\mu} i_{Rg}, \\ 0 = R_R i_{Rg} + L_R \frac{di_{Rg}}{dt} + L_{\mu} \frac{di_{Sg}}{dt} - \omega_g L_R i_{Ri} + \omega_g L_{\mu} i_{Si}, \\ 0 = R_R i_{Ri} + L_R \frac{di_{Ri}}{dt} + L_{\mu} \frac{di_{Si}}{dt} - \omega_g L_R i_{Rg} + \omega_g L_{\mu} i_{Sg}, \\ M = \frac{3}{2} Z_{II} L_{\mu} (i_{Sg} i_{Ri} - i_{Si} i_{Rg}), \end{cases} \quad (7)$$

ω_g – угловая скорость вращения системы координат $g-i$ относительно неподвижной системы координат, связанной с фазой A статора машины, для выбранной системы координат $\omega_g = \omega_0$, где ω_0 – синхронная скорость. Индексами g и i обозначены проекции изображающих векторов координат машины на оси выбранной системы координат, L_{μ} – индуктивность намагничивания машины, L_S – индуктивность статора, L_R – индуктивность ротора, u – мгновенное значение соответствующей проекции напряжения, i – мгновенное значение соответствующего тока.

Запишем уравнения системы (7) относительно токов, подставив в уравнения системы (7) выражение (5) с учетом того, что в выбранной системе координат $i_{Si} = 0$, и произведя замену $\frac{d}{dt} \rightarrow p$:

$$\begin{cases} i_{Sg} (pL_S + R_S) = u_{Sg} + pL_{\mu} i_{Rg} + \omega_g L_{\mu} i_{Ri}, \\ i_{Rg} (pL_R + [R_R + (1 - \gamma)R]) = \\ = u_{Rg} - pL_{\mu} i_{Sg} + \omega_g L_R i_{Ri}, \\ i_{Ri} (pL_R + [R_R + (1 - \gamma)R]) = \\ = u_{Ri} + \omega_g L_R i_{Rg} - \omega_g L_{\mu} i_{Sg}, \\ M = \frac{3}{2} Z_{II} L_{\mu} i_{Sg} i_{Ri}. \end{cases} \quad (8)$$

Введем следующие обозначения: $T_S = \frac{L_S}{R_S}$ – постоянная времени статора; $T_R = \frac{L_R}{R_R}$ – постоянная времени ротора. Запишем систему (8) с учетом вновь введенных обозначений, исключив из системы выражение для проекции тока, не формирующей момент:

$$\begin{cases} i_{Sg} = (u_{Sg} + pL_{\mu} i_{Rg} + \omega_g L_{\mu} i_{Ri}) \cdot \frac{1/R_S}{T_S p + 1}, \\ i_{Ri} (pL_R + [R_R + (1 - \gamma)R]) = \\ = u_{Ri} + \omega_g L_R i_{Rg} - \omega_g L_{\mu} i_{Sg}, \\ M = \frac{3}{2} Z_{II} L_{\mu} i_{Sg} i_{Ri}. \end{cases} \quad (9)$$

Рассмотрим и преобразуем левую часть второго уравнения системы (9):

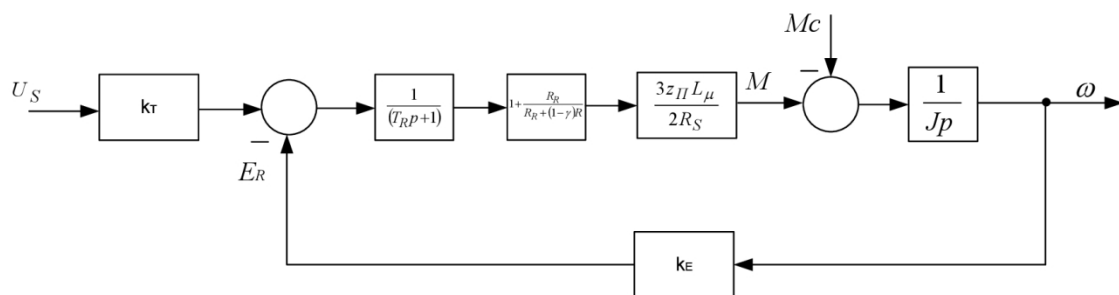


Рис. 2. Структурная схема машины с УПТ в роторе

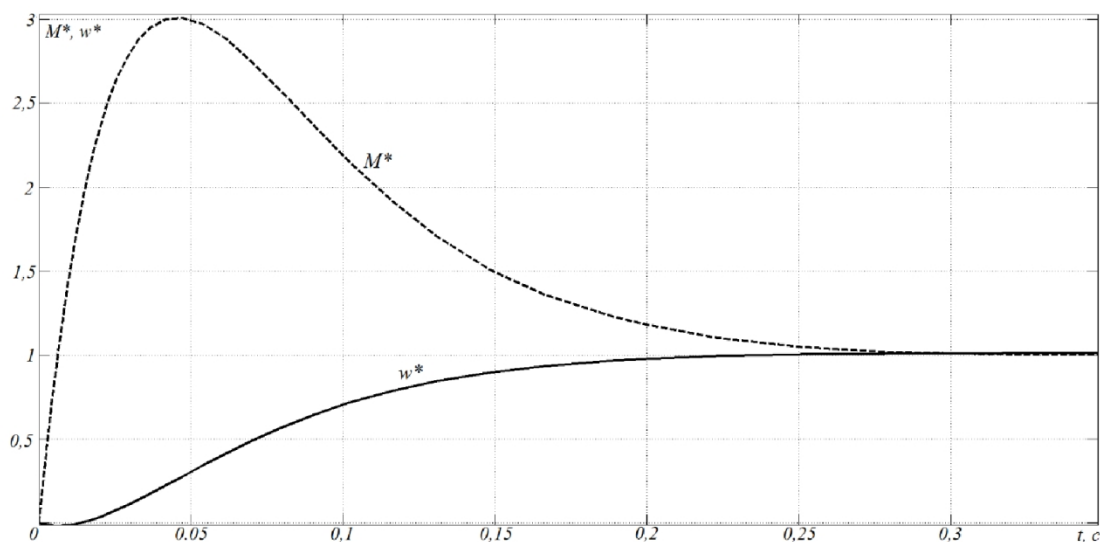


Рис. 3. Переходные процессы скорости и электромагнитного момента машины при разгоне под нагрузкой при помощи УПТ

$$\begin{aligned}
 & i_{Ri}(pL_R + [R_R + (1 - \gamma)R]) \\
 & = i_{Ri} \left(p \frac{L_R}{(1 - \gamma)R} + [R_R + (1 - \gamma)R] + 1 \right) = \\
 & = i_{Ri} \frac{1/R_R}{T_R p + 1} \left(1 + \frac{R}{(1 - \gamma)R} \right). \quad (10)
 \end{aligned}$$

Подставив (10) в (9), получим:

$$\begin{cases}
 i_{Sg} = (u_{Sg} + pL_{\mu}i_{Rg} + \omega_g L_{\mu}i_{Ri}) \cdot \frac{1/R_S}{T_S p + 1}, \\
 i_{Ri} = (u_{Ri} + \omega_g s L_{\mu}i_{Rg} - \omega_g s L_{\mu}i_{Sg}) \cdot \frac{1/R_R}{T_R p + 1} \left(1 + \frac{R}{(1 - \gamma)R} \right), \\
 M = \frac{3}{2} z_{II} L_{\mu} i_{Sg} i_{Ri}.
 \end{cases} \quad (11)$$

Воспользовавшись изложенным в [13] подходом к компенсации ЭДС обмоток, преобразуем (11) к виду:

$$M = \frac{3}{2} \frac{z_{II} L_{\mu}}{R_S} \cdot \frac{1/R_R}{T_R p + 1} \cdot \left(1 + \frac{R_R}{R_R + (1 - \gamma)R} \right) \cdot (U_S k_T - \omega k_E), \quad (12)$$

где k_T – коэффициент трансформации машины; k_E – коэффициент внутренней обратной связи по ЭДС ротора.

Из уравнения (12) с помощью основного уравнения движения привода может быть получено выражение для скорости машины:

$$\omega = \left\{ \left[\frac{3}{2} \frac{z_{II} L_{\mu}}{R_S} \cdot \frac{1/R_R}{T_R p + 1} \cdot \left(1 + \frac{R_R}{R_R + (1 - \gamma)R} \right) \cdot (U_S k_T - \omega k_E) \right] - M_C \right\} \frac{1}{Jp}, \quad (13)$$

где M_C – момент нагрузки (статический момент), J – суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции привода.

Уравнению (13) соответствует структурная схема, приведенная на рисунке 2.

Воспользовавшись приведенной на рисунке 2 структурной схемой, проведем компьютерное моделирование работы привода. Для определенности рассмотрим разгон привода до скорости $0,1\omega_0$ под нагрузкой (режим, характерный для электроприводов подъемных установок). Результаты моделирования приведены на рисунке 3. Как видно из приведенных на рисунке графиков, динамический момент машины в рассматриваемой схеме достигает $2M_n$ (электромагнитный момент $3M_n$) и изменяется непрерывно, при этом скорость машины также непрерывно нарастает до номинальной.

Если в выражении (13) принять $p=0$ (что эквивалентно приравнению к 0 производных всех координат машины) с учетом того, что в установившемся режиме $M=M_C$, то уравнение (13) опишет статический установившийся режим работы машины и примет вид:

$$M = \frac{3}{2} \frac{z_{II} L_{\mu}}{R_S} \cdot \frac{1}{R_R} \cdot \left(1 + \frac{R_R}{R_R + (1 - \gamma)R} \right) \cdot (U_S k_T - \omega k_E), \quad (14)$$

Раскрыв в выражении (10) скобки и упростив полученное выражение с учетом $k_E = L_{\mu} \frac{U_{Sg}}{R_S}$ и $\omega = \frac{\omega_0}{z_{II}} (1 - s)$, (где ω_0 и ω – синхронная скорость и

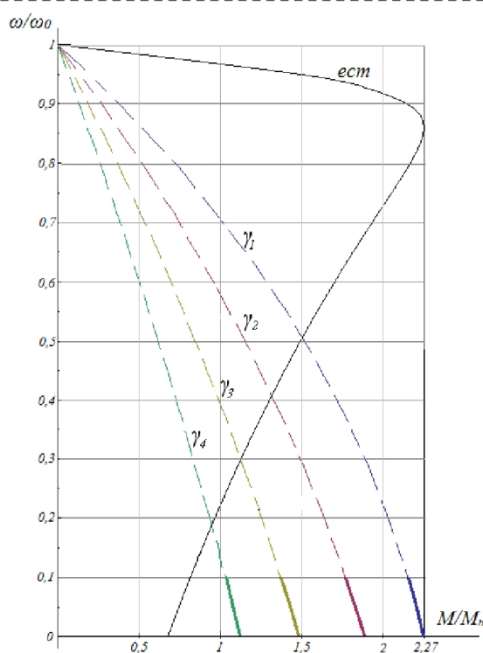


Рис. 4 Механические характеристики асинхронной машины в схеме с УПТ

скорость вращения ротора соответственно; s - скольжение), получим:

$$M = \frac{3}{2} U_{sg}^2 \frac{k_T^2 (R_R + (1-\gamma)R)}{(\omega_0 - \omega) [R_S + k_T^2 (R_R + (1-\gamma)R)]^2 + \omega^2 L_\mu^2}, \quad (15)$$

Коэффициент пропорциональности напряжений и токов между двухфазной и трехфазной моделями машины равен $\sqrt{\frac{2}{3}}$ [5], следовательно, $\frac{3}{2} U_{sg}^2 = U_S^2$, где U_S – действующее значение напряжения на статоре. С учетом того, что момент формируется тремя фазами машины, а также соотношения $\omega^2 L_\mu^2 = X_K^2$, выражение (15) примет вид:

$$M = \frac{3 U_S^2 k_T^2 (R_R + (1-\gamma)R)}{\omega_0 s \left[\left(R_S + k_T^2 \frac{R_R + (1-\gamma)R}{s} \right)^2 + X_K^2 \right]}. \quad (16)$$

Выражение (16) эквивалентно известному выражению для механической характеристики асинхронного двигателя [4]. Таким образом, выражение (16) описывает как динамическую, так и статическую механические характеристики машины.

Из (16) следует, что изменяя γ , можно добиться плавного регулирования момента машины. Анализ выражения (16) показывает, что жесткость механических характеристик в этом режиме обратно пропорциональна суммарному активному сопротивлению роторной цепи, а если $\omega \rightarrow \omega_0$ ($s \rightarrow 0$), то $M \rightarrow 0$.

Семейство механических характеристик машины при изменении γ в этом режиме приведено на рисунке 4.

По рисунку 4 видно, что если $\frac{d\gamma}{dt} \Leftrightarrow \frac{dR_R}{dt} \rightarrow 0$, то можно достигнуть регулирования момента с бесконечно малыми приращениями или поддержания постоянного динамического момента $M_{дин} = M - M_C$.

Для определения критического скольжения необходимо найти экстремум выражения (16). Выражение для критического скольжения из (16) примет вид:

$$s_K = \frac{k_T^2 R_{R\Sigma}}{\sqrt{R_S^2 + X_K^2}}. \quad (17)$$

Из (17) следует, что при изменении активного сопротивления ротора и пренебрежении величиной активного сопротивления статора выполняется равенство:

$$\frac{s_K}{s_{Ke}} = \frac{R_R}{R_{R\Sigma}}, \quad (18)$$

где s_K – критическое скольжение на произвольной механической характеристике, s_{Ke} – критическое скольжение на естественной механической характеристике. (18) показывает, что величина критического скольжения на искусственных механических характеристиках зависит только от активного сопротивления ротора. Поскольку рабочие участки механических характеристик асинхронного двигателя при рассматриваемом способе регулирования близки к линейным (рисунок 5), то (18) при условии постоянства M_C можно записать в виде:

$$\frac{s_{Mн}}{s_n} = \frac{R_R}{R_{R\Sigma}}, \quad (19)$$

где $s_{Mн}$ – скольжение, соответствующее заданному M_C , на произвольной механической характеристике, s_n – номинально скольжение на естественной механической характеристике. Если пренебречь кривизной рабочих участков механических характеристик и считать их линейными, то уравнение (16) с учетом (18) и (19) примет вид:

$$M = M_n \frac{s}{s_n} = M_K \frac{s}{s_K}. \quad (20)$$

Из (5), (18) и (19), а также из рисунка 4 следует, что для обеспечения положительного динамического момента при $\omega=0$, то есть реализации режима растормаживания необходимо выполнение условия:

$$\left(1 - \frac{R_R(1-s_n)}{s_n R} \right) \leq \gamma \leq \left(1 - \frac{R_R(1-s_{Ke})}{s_{Ke} R} \right), \quad (21)$$

С помощью (21) также может быть оценена величина токоограничивающего сопротивления.

Предлагаемый преобразователь может быть использован не только для реализации управления машиной на малой скорости, но и в качестве резервной схемы для реализации движения подъемного сосуда в аварийных ситуациях на малой скорости.

4. Выводы

1) Применение УПТ в цепи ротора позволяет решить проблему работы машины двойного питания и АД ФР в области скоростей $0 \leq \omega \leq 0,1\omega_0$, поскольку обеспечивает требуемое значение динамического момента и ускорения привода.

2) При непрерывном изменении γ можно добиться непрерывного с обеспечением требуемого динамического момента.

3) Регулирование при помощи УПТ целесообразно только в диапазоне скоростей $0 \leq \omega \leq 0,1\omega_0$ или в аварийных режимах, что требует применения комбинированного управления;

4) Предложена математическая модель асинхронного двигателя с УПТ в роторе, описывающая работу предлагаемой схемы как в статических, так и в динамических режимах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шахтный подъем / В.Р. Бежок, В.И. Дворников, И.Г. Манец, В.А. Пристром. – Донецк: ООО «Юго-Восток ЛТД», 2007. – 624 с.
2. Datskovskii, L. Electric drives of mine-lifting machines / L. Datskovskii [et al.] // Russian Electrical Engineering. – 2010. – Vol 81. – No1. – P. 15-30.
3. Руководство по ревизии и наладке шахтных подъемных установок / В.Р. Бежок, В.Г. Калинин, В.Д. Коноплянов, Е.М. Курченко; под общ. ред. В.А. Корсуна. – Донецк: Донецщина, 2009. – 672 с.
4. Основы автоматизированного электропривода / М.Г. Чиликин, М.М. Соколов, В.М. Терехов, А. В. Шинянский. – М.: Энергия, 1974. – 568 с.
5. Ключев, В.И. Теория электропривода / В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
6. Leonhard, W. Control of Electrical Drives / W. Leonhard. – Berlin: Springer-Verlag, 2001. – 458 p.
7. Островляничик, В.Ю. Алгоритм функционирования электропривода шахтной подъемной установки на основе машины двойного питания с комбинированным управлением / В.Ю. Островляничик, И.Ю. Поползин, В.А. Кубарев. - Научные технологии разработки и использования минеральных ресурсов. – 2018. – № 4. - С. 348-353.
8. Онищенко, Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева. – М.: Энергия, 1979. – 200 с.

9. Hopfensperger, B. Combined magnetising field oriented control of the cascaded doubly-fed induction machines / B. Hopfensperger, D. Atkinson, R.A. Lakin // IET Power Electronics, 2010. – Vol. 3. – Iss. 1. – P. 111-119.

10. Семькина, И.Ю. Многокритериальное управление машиной двойного питания с оптимизацией по энергетическим критериям / И.Ю. Семькина, С.Г. Нехлебова // Вестник Кузбасского государственного технического университета. – 2011. – №6. – с. 40-44.

11. Peresada, S. Power control of a doubly fed induction machine via output feedback / S., A. Tilli, A. Tonielli // Control Engineering Practice, 2004. – No. 12. – P. 41-57.

12. Островляничик, В.Ю. Асинхронный электропривод шахтной подъемной установки, построенный по схеме машины двойного питания с комбинированным управлением. / В.Ю. Островляничик, И.Ю. Поползин // Научные технологии разработки и использования минеральных ресурсов. – 2016. – № 3. с. 303-309.

13. Ostrovlyanchik, V.Yu. Equivalent model of a dually-fed machine for electric drive control systems / V.Yu. Ostrovlyanchik, I.Yu. Popolzin // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2018. –Vol. 354. – Conf. 1. – 012017. – DOI:10.1088/1757-899X/354/1/012017.

14. Carmeli, M.S. A MRAS observer applied to sensorless doubly fed induction machine drives / M. S. Carmeli, F. Castelli-Dezza, M. Iacchetti, R. Perini // 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2010. – P. 3077-3082.

15. Drid, S. Nonlinear feedback control and torque optimization of a doubly fed induction motor / S. Drid, M. Nait-Said, M. Tajine // Journal of Electrical Engineering, 2005. – Vol. 56, No 3-4. – P. 57-63

Viktor Yu. Ostrovlyanchik¹, Dr. Sc. in Engineering, Professor, Ivan Yu. Popolzin², senior lecturer, Dmitriy A. Marshev³, postgraduate, Aleksey V. Tolstykh⁴, undergraduate, Anna V. Drozdova⁵, undergraduate

Siberian State Industrial University, 42 Kirova st., Novokuznetsk, 654007, Russian Federation.

CONTROLLED CURRENT CONVERTER FOR MINING LIFTING INSTALLATION ELECTRIC DRIVE BASED ON DOUBLY-FED INDUCTION MACHINE

Abstract: *The urgency of the discussed issue. Electric drive based on wound rotor induction motor with resistors in rotor circuit is still used in existing mine hoisting installations despite its limitations. Using of a doubly-fed induction machine with combined control is a promising way to modernize these installations. But it's hard to ensure the operation of a doubly-fed machine at a low speed, and this fact determines the need to use additional solutions. In this article we propose using the current converter based on power IGBT to organize working of electric drive at a low speed and in brake releasing mode. The proposal is based on the analysis of technological demands for mechanical characteristics of the hoisting installation electric drive. This proposal is actual for modernizing of existing hoisting installations and for designing new ones.*

The main aim of the study: rationale of using controlled current converter in rotor circuit of wound rotor motor for speed control; study of the scheme working.

The methods used in the study: two-phase generalized machine method, structural scheme method, mathematical analysis methods, computer simulation.

The results: controlled current converter scheme which provides continuous speed control is proposed; mathematical description of wound rotor motor with controlled current converter is derived.

Keywords: induction motor, mine hoisting installation, doubly-fed induction machine, speed control, controlled current converter.

Article info: received February 01, 2019

DOI: 10.26730/1816-4528-2019-1-40-46

REFERENCES

1. Shakhtnyy pod'em [Mine lifting] / V.R. Bezhok [et al.]. Donetsk, Yugo-Vostok LTD, 2007. 624 p.
2. Datskovskii, L. Electric drives of mine-lifting machines / L. Datskovskii [et al.] // Russian Electrical Engineering. – 2010. – Vol 81. – No1. – P. 15-30.
3. Rukovodstvo po revizii i naladke shakhtnykh pod'emnykh ustanovok [Manual for revision and adjustment of mine lifting machines] / V.R. Bezhok [et al.]. Donetsk, Donetchina, 2009. 672 p.
4. Osnovy avtomatizirovannogo elektroprivoda [Foundations of automated electric drive] / M.G. Chilikin [et al.], Moscow, Energiya, 1974. 568 p.
5. Klyuchev V.I. Teoriya elektroprivoda [Theory of electric drive], Moscow, Energoatomizdat, 2001. 704 p.
6. Leonhard, W. Control of Electrical Drives / W. Leonhard. – Berlin: Springer-Verlag, 2001. – 458 p.
7. Ostrovlyanchik, V.Yu. Algoritm funktsionirovaniya elektroprivoda shakhtnoy pod'emnoy ustanovki na osnove mashiny dvoynogo pitaniya s kombinirovannym upravleniem [Algorithm of functioning for mining lifting installation electric drive with combined control] / V. Yu. Ostrovlyanchik, I.Yu. Popolzin, V.A. Kubarev // Naukoemkie tekhnologii razrabotki i ispol'zovaniya mineral'nykh resursov [Knowledge-based Technologies in Development and Utilization of Mineral Resources], 2018, № 4. P. 348-353.
8. Onishchenko G.B. Asinkhronnye ventil'nye kaskady i dvigateli dvoynogo pitaniya [Wound-rotor slip recovery systems and doubly-fed induction machines] / G.B. Onishchenko, I. L. Lokteva. Moscow, Energiya, 1979. 200 p.
9. Hopfensperger, B. Combined magnetising field oriented control of the cascaded doubly-fed induction machines / B. Hopfensperger, D. Atkinson, R. A. Lakin // IET Power Electronics, 2010. – Vol. 3. – Iss. 1. – P. 111-119.

10. Semykina I.Yu. Mnogokriterial'noe upravlenie mashinoy dvoynogo pitaniya s optimizatsiey po energeticheskim kriteriyam [Multicriteria control of the machine with dual power optimization on energy criteria] / I.Yu. Semykina, S.G. Nekhlebova // Bulletin of the Kuzbass State Technical University, 2011, Iss. 6. P. 40-44.

11. Peresada, S. Power control of a doubly fed induction machine via output feedback / S., A. Tili, A. Tonielli // Control Engineering Practice, 2004. – No. 12. – P. 41-57.

12. Ostrovlyanchik, V.Yu. Asinkhronnyy elektroprivod shakhtnoy pod'emnoy ustanovki, postroennyy po skheme mashiny dvoynogo pitaniya s kombinirovannym upravleniem [Asynchronous electric drive of mine lifting installation based on doubly-fed induction machine under combined control]. / V.Yu. Ostrovlyanchik, I. Yu. Popolzin // Naukoemkie tekhnologii razrabotki i ispol'zovaniya mineral'nykh resursov [Knowledge-based Technologies in Development and Utilization of Mineral Resources], 2016, № 3. P. 303-309.

13. Ostrovlyanchik, V.Yu. Equivalent model of a dually-fed machine for electric drive control systems / V.Yu. Ostrovlyanchik, I.Yu. Popolzin // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2018. –Vol. 354. – Conf. 1. – 012017. – DOI:10.1088/1757-899X/354/1/012017.

14. Carmeli, M.S. A MRAS observer applied to sensorless doubly fed induction machine drives / M. S. Carmeli, F. Castelli-Dezza, M. Iacchetti, R. Perini // 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2010. – P. 3077-3082.

Drid, S. Nonlinear feedback control and torque optimization of a doubly fed induction motor / S. Drid, M. Nait-Said, M. Tajine // Journal of Electrical Engineering, 2005. – Vol. 56, No 3-4. – P. 57-63

Библиографическое описание статьи

Островляничик В.Ю., Поползин И.Ю., Маршев Д.А., Толстых А.В., Дроздова А.В. Управляемый преобразователь тока для электропривода шахтной подъемной установки на основе машины двойного питания // Горное оборудование и электромеханика — 2019. — № 1 (141). — С. 40-46.

Reference to article

Ostrovlyanchik V.Yu., Popolzin I.Yu., Marshev D.A., Tolstykh A.V., Drozdova A.V. Controlled current converter for mining lifting installation electric drive based on doublyfed induction machine. Mining Equipment and Electromechanics, 2019, no. 1 (141), pp. 40-46.