



УКРАЇНА

(19) UA (11) 28769 (13) U

(51) МПК (2006)

H02M 7/155 (2006.01)

H02P 7/06

G05B 13/04

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

видається під
відповідальність
власника
патенту

(54) СПОСІБ ПРОГНОЗУЮЧОГО КЕРУВАННЯ ВИПРЯМЛЯЧЕМ, НАВАНТАЖЕНОГО НА ДВИГУН, ПО МОДЕЛІ ОБ'ЄКТУ

1

2

(21) u200707898

(22) 11.07.2007

(24) 25.12.2007

(72) СОКОЛ ЄВГЕНІЙ ІВАНОВИЧ, UA, КІЯШКО БОРИС ОЛЕКСАНДРОВИЧ, UA, ДОМНІН ІГОР ФЕЛІКСОВИЧ, UA, БАХНОВ ЛЕОНІД ЄВГЕНІЙОВИЧ, UA, СУНАНТО ..., UA, ТИМЧЕНКО МИКОЛА ОЛЕКСАНДРОВИЧ, UA, ІВАНОВ ОЛЕКСАНДР ЄВГЕНІЙОВИЧ, UA

(73) НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ "ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ", UA, ДЕРЖАВНЕ ПІДПРИЄМСТВО НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ ІНСТИТУТ "ХАРКІВСЬКИЙ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИЙ ЗАВОД", UA

(56)

(57) 1. Спосіб прогнозуючого керування випрямлячем, навантаженого на двигун, по моделі об'єкта, який полягає у тому, що задають струм навантаження, вимірюють фактичний струм навантаження, вимірюють проти ЕРС навантаження та визначають момент подачі

чергових імпульсів керування на тиристори на кожному інтервалі дискретності, який **відрізняється** тим, що момент подачі імпульсів керування визначається шляхом циклічного розрахунку функціонала на кожному інтервалі дискретності, функціонал являє собою суму двох доданків, при цьому перший доданок є добутком конструктивного коефіцієнта двигуна та різниці значення струму, яке обмежує перевантаження на етапі пуску, та поточного значення струму якоря, а другий доданок є добутком моменту інерції електромеханічної системи та різниці номінального значення кутової швидкості обертання вала двигуна та поточного його значення, що віднесена до електромеханічної постійної часу системи, при цьому сигнал на вмикання видається мікроконтролером у разі, якщо наведений функціонал при циклічному розрахунку досягає значень більше нуля.

2 Спосіб за п. 1 який **відрізняється** тим, що він не потребує вимірювання проти ЕРС навантаження.

Корисна модель належить до перетворювальної техніки і може бути використана для керування перетворювачем змінного струму в постійний, навантаженням якого є двигун постійного струму.

Відомим є спосіб керування випрямлячем, що працює на активно-індуктивне навантаження, що містить проти ЕРС, який полягає у тому, що момент подачі чергових імпульсів на ключові елементи на кожному інтервалі провідності визначається шляхом розв'язання рівнянь, що описують перехідні процеси в електричному ланцюзі навантаження [Шипилло В.П. Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. -М.: Энергоатомиздат, 1991. - 312с. - ISBN 5-283-00645-X]. Розв'язання провадиться операторно-рекуррентним методом, при цьому значення прогнозуючого моменту комутації (кута керування перетворювачем) α_0 є

функцією від однієї з поточних координат самої системи, а саме, вихідного сигналу регулятора струму (с.273).

Недоліком наведеного способу є, по-перше, наявність інтегрального регулятора, що спричиняє перерегулювання струму навантаження, а по-друге, у наведеному способі не є очевидним спосіб регулювання швидкості обертання вала двигуна.

Відомим є спосіб керування випрямлячем, що працює на активно - індуктивне навантаження, що містить проти ЕРС, який полягає у тому, що задають струм навантаження, вимірюють фактичний струм навантаження вимірюють проти ЕРС навантаження та визначають за допомогою розв'язання диференціального рівняння навантаження момент подачі чергових імпульсів на ключові елементи на кожному інтервалі дискретності [А.с. №1539934 СССР, МКИ H02M7/48 (МПК⁸ 7/155)]. Спосіб управління

UA (13)

28769 (11)

UA (19)

тиристорным преобразователем [Серов Н.А., Чучалов В.А., Муселимян С.А. и др. БИ №4, 1990].

Наведений спосіб керування обирається прототипом.

Недоліком даного способу керування є те, що він не враховує електромеханічних процесів у навантаженні, а саме під час регулювання до уваги не береться електромеханічна постійна системи, внаслідок чого перерегулювання за струмом є неминучим, що веде до зносу двигуна.

Корисна модель спрямована на розв'язання технічної задачі зменшення перевантаження за струмом якоря та, як наслідок, збільшення строку служби двигуна. Технічним результатом корисної моделі є обмеження струму якірного ланцюга на етапі розгону на наперед заданому рівні, та таке ж обмеження під час зростання гальмівного моменту на валу двигуна, що дає можливість використання пристрою на базі наведеного способу керування двигуном постійного струму в системах вентиляції шахт та металургійних заводів.

При способі обраному за прототип вимірюють фактичний струм навантаження ті визначають момент подачі чергових імпульсів керування таким чином, щоб фактичний струм навантаження досяг заданого значення за один інтервал дискретності без перерегулювання. Потім визначають інтервал дискретності через перетин гладкої складової напруги $U_{гп}$ з черговою синусоїдою. Визначають залежність гладкої складової напруги $U_{гп}$ від часу на майбутній інтервал дискретності. За відомою $U_{гп}$ та стану мережі визначають чергову синусоїду напруги мережі, що повинна підключатися до навантаження в майбутньому інтервалі дискретності. Визначають значення інтегралу від різниці чергової синусоїди напруги мережі та $U_{гп}$ в межах від поточного моменту до закінчення інтервалу дискретності. Вимірюють напругу тиристорного перетворювача та визначають значення інтегралу від різниці $U_{гп}$ та напруги тиристорного перетворювача в межах від початку інтервалу дискретності до поточного моменту часу. Під час рівності вказаних інтегралів видають імпульси на ті тиристори, які підключають чергову синусоїду напруги мережі до навантаження. Наприкінці поточного інтервалу дискретності повторюють дії щодо розрахунку майбутнього інтервалу.

Вирішення поставленої задачі по зменшенню перевантаження за струмом досягається тим, що момент подачі імпульсів керування визначається шляхом циклічного прорахунку мікроконтролером функціоналу F (1) на кожному інтервалі дискретності, функціонал являє собою суму двох доданків, при цьому перший доданок є добутком конструктивного коефіцієнту двигуна C та різниці значення струму, яке обмежує перевантаження на етапі пуску ($n \cdot i_{ном}$), та поточного значення струму якоря i_{α} , а другий доданок є добутком моменту інерції J системи та різниці номінального значення кутової швидкості $\Omega_{ном}$ обертання валу двигуна та поточного його значення Ω , що віднесена до електромеханічної постійної часу системи $T_{ем}$

$$F = C \cdot (n \cdot i_{ном} - i_{\alpha}) + J \frac{(\Omega_{ном} - \Omega)}{T_{ем}},$$

При цьому, як видно з виразу (1) наведений спосіб керування не потребує вимірювання значення проти ЕРС навантаження.

Наведений вище вираз для обчислювання функціоналу F напряму впливає з основного електромеханічного рівняння двигуна постійного струму (2), що використовується в якості моделі об'єкта:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_M - M_{СТ} \quad (2)$$

де M_M - обертаючий момент валу електродвигуна, який дорівнює

$$M_M = C \cdot i_{\alpha}, \quad (3)$$

$M_{СТ}$ - статичний момент, на валу.

За умови сталості статичного моменту на валу $M_{СТ}$ та при підстановці обертаючого моменту M_M відповідно виразу (3), диференціал виразу (2) за часом має вигляд:

$$J \frac{d^2\Omega}{dt^2} = C \frac{di_{\alpha}}{dt} \quad (4)$$

При заміні диференціалу кінцевими збільшеннями, маємо:

$$J \Delta \left(\frac{d\Omega}{dt} \right) = C \cdot \Delta i_{\alpha} \quad (5)$$

При цьому, використано рівняння:

$$\Delta \left(\frac{d\Omega}{dt} \right) = \frac{d\Omega_0}{dt} - \frac{d\Omega}{dt}, \quad (6)$$

де $\frac{d\Omega_0}{dt}$ - заданий темп розгону двигуна,

$\frac{d\Omega}{dt}$ - поточний темп розгону.

В режимі при котрому двигун вийшов на номінальну швидкість заданий темп розгону дорівнює $\frac{d\Omega_0}{dt} = 0$. При цьому вираз (6) приймає вигляд:

$$\Delta \left(\frac{d\Omega}{dt} \right) = - \frac{d\Omega}{dt} \quad (7)$$

При заміні диференціалів за часом на збільшення на кінцевому відрізку часу рівному електромеханічній постійній системи $T_{ем}$, яка визначається згідно з виразом:

$$T_{ем} = \frac{J \cdot \Omega_{ном}^2}{U_{ном} \cdot I_{ном}} \quad (8)$$

Тоді вираз (5) з урахуванням виразу (8) має вигляд:

$$- J \frac{(\Omega_{ном} - \Omega)}{T_{ем}} = C \cdot \Delta i_{\alpha} \quad (9)$$

При цьому якщо обмежити пусковий струм на вказаному інтервалі часу на рівні n - кратного струму від номінального струму якорю то вираз (5) набуває вид:

$$- J \frac{(\Omega_{ном} - \Omega)}{T_{ем}} = C \cdot (n \cdot i_{ном} - i_{\alpha}) \quad (10)$$

При перенесенні через знак рівності отримаємо функціонал F згідно виразу (1), який за своєю суттю відображає рівняння балансу електричної та механічної енергії в системі.

Згідно цього рівняння, коли права частина стає негативною в системі спостерігається брак енергії, та саме в цю мить повинні бути видані сигнали керування на ключі, а в разі здобування правою частиною позитивного значення, то ці сигнали треба зняти. З вище сказаного, випливає висновок, що силові ключі перетворювача повинні бути цілком керованими, при цьому для зменшення вартості силової частини перетворювача та спростовування алгоритму керування випрямляч має трифазну мостову напівкеровану схему, що зображена на Фіг.1.

Фіг.2 містить структурну схему електромеханічної системи, яка здійснює наведений спосіб керування.

Пристрій за Фіг.2 містить складові блоки: 1 - мікроконтролер, 2 - датчик нуля фазної напруги вхід якого підключений до однієї з фаз мережі, а вихід - до одного з входів переривачів мікроконтролера 1, 3 - формувач імпульсів керування, 4 - трифазний мостовий керований випрямляч, 5 - датчик струму навантаження, що вимірює струм якірного ланцюга двигуна 6 та отримане значення подає на вхід АЦП 7, 6 - двигун постійного струму (навантаження), якірний ланцюг котрого живиться від випрямляча 4, а порушення здійснюється з будь-якого іншого джерела постійного струму та на схемі не вказано, 7 та 9 - аналого-цифрові перетворювачі, 8 - таймер, 10 - датчик частоти обертання валу двигуна, на виході якого діє сигнал однополярної напруги пропорційний кутовий швидкості обертання валу двигуна 6.

Датчик нуля лінійної напруги 2 формує імпульси синхронізації з появою яких мікроконтролер 1 перезапускає таймер 8, який здійснює відлік поточного кута керування перетворювача. Датчик 5 вимірює струм якірного ланцюга та за допомогою АЦП 7 результат вводиться в мікроконтролер. Інформація про швидкість обертання вводиться в мікроконтролер за допомогою датчика 10 та АЦП 9.

З початку роботи системи мікроконтролер 1 за допомогою датчиків 5, 10 та аналого-цифрових перетворювачів 7, 9 циклічно вимірює струм та швидкість обертання валу двигуна відповідно. Після прорахунку виразу (1) з поточними значеннями струму та швидкості мікроконтролером приймається рішення про видачу або зняття сигналу керування на той (з того) ключового елементу (у), анодна напруга якого більше нуля. Позитивна анодна напруга на кожному з ключів визначається мікро контролером за значенням таймеру, котрий синхронізується в момент переходу фазної напруги однієї з фаз з негативного до позитивного значення. Таким чином, сигнал керування надходить на керуючий електрод ключового елементу ще до точки природної комутації і комутація відбувається одразу ж в момент досягнення цієї точки, тим самим усуваючи затримку імпульсів керування.

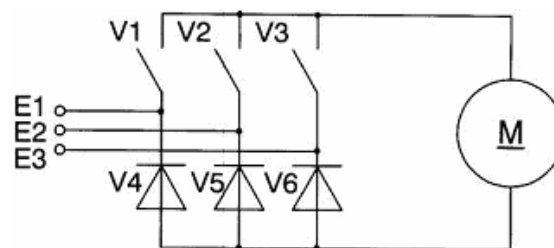
Таким чином, наведений спосіб прогнозуючого керування тиристорним перетворювачем на базі прорахунку функціоналу, що відображає параметри та електромеханічні процеси в двигуні постійного струму, дає можливість усунути

перевантаження за струмом якірного ланцюга двигуна, та як наслідок, збільшити строк служби двигуна.

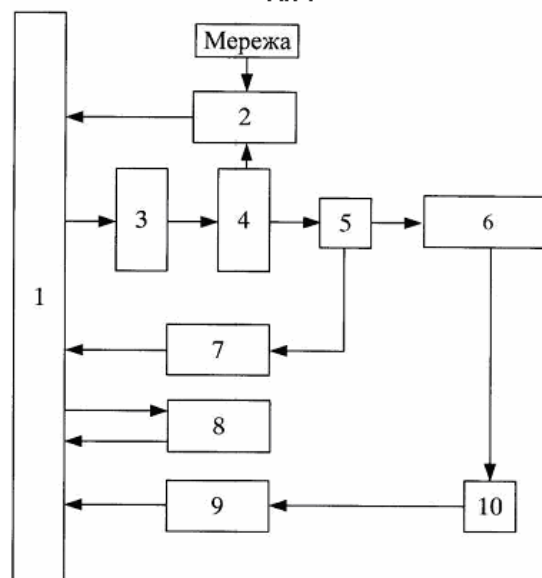
Джерела інформації:

1. Шипилло В.П. Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. -М.: Энергоатомиздат, 1991, -312с.

2. А.с. №1539934 СССР, МКИ H02M7/48 (МПК⁸ 7/155). Способ управления тиристорным преобразователем /Серов Н.А., Чучалов В.А., Муселимян С.А. и др., БИ №4, 1990.



Фіг. 1



Фіг. 2