Соловьев Владимир Алексеевич

ОСОБЕННОСТИ КОРРЕКЦИИ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЕНТИЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ФАЗНЫМ ТОКАМ

Статья посвящена исследованию возможностей улучшения статических характеристик двухфазного вентильного двигателя с обратной связью по фазным токам, формируемым его коммутатором. Показано, что при использовании в этом двигателе датчика положения ротора на основе синусно-косинусного вращающегося трансформатора для сглаживания пульсаций выходных напряжений фазочувствительных выпрямителей всегда необходимы фильтры нижних частот. Получены выражения статических характеристик вентильного двигателя, позволяющие оценить степень негативного влияния на них постоянных времени фильтров нижних частот и коммутатора. Предложены проверенные экспериментально эффективные способы параметрической коррекции, улучшающей статические характеристики исследуемого вентильного двигателя.

Адрес статьи: www.gramota.net/materials/1/2016/2/26.html

Статья опубликована в авторской редакции и отражает точку зрения автора(ов) по рассматриваемому вопросу.

Источник

Альманах современной науки и образования

Тамбов: Грамота, 2016. № 2 (104). С. 121-125. ISSN 1993-5552.

Адрес журнала: www.gramota.net/editions/1.html

Содержание данного номера журнала: www.gramota.net/materials/1/2016/2/

© Издательство "Грамота"

Информация о возможности публикации статей в журнале размещена на Интернет сайте издательства: www.gramota.net

Вопросы, связанные с публикациями научных материалов, редакция просит направлять на адрес: almanac@gramota.net

УДК 62-83:621.313.13
Технические науки

Статья посвящена исследованию возможностей улучшения статических характеристик двухфазного вентильного двигателя с обратной связью по фазным токам, формируемым его коммутатором. Показано, что при использовании в этом двигателе датчика положения ротора на основе синусно-косинусного вращающегося трансформатора для сглаживания пульсаций выходных напряжений фазочувствительных выпрямителей всегда необходимы фильтры нижних частот. Получены выражения статических характеристик вентильного двигателя, позволяющие оценить степень негативного влияния на них постоянных времени фильтров нижних частот и коммутатора. Предложены проверенные экспериментально эффективные способы параметрической коррекции, улучшающей статические характеристики исследуемого вентильного двигателя.

Ключевые слова и фразы: вентильный двигатель с обратной связью по фазным токам; коррекция статических характеристик; датчик положения ротора; синусно-косинусный вращающийся трансформатор; фазочувствительный выпрямитель; фильтр нижних частот; коммутатор.

Соловьев Владимир Алексеевич, д.т.н., доцент
Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
SolovjevVA@bk.ru

ОСОБЕННОСТИ КОРРЕКЦИИ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЕНТИЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ФАЗНЫМ ТОКАМ

Вентильные двигатели (ВД) с магнитоэлектрическим возбуждением вследствие малого числа фазных обмоток и дискретного характера их переключения имеют неравномерный электромагнитный момент [8], затрудняющий использование их в следящих системах и автоматизированных электроприводах с широким диапазоном регулирования угловой скорости.

Наиболее эффективным и самым распространенным способом повышения равномерности электромагнитного момента ВД является питание его фазных обмоток токами синусоидальной формы [Там же]. Для их задания в ВД устанавливают синусно-косинусный датчик положения ротора (ДПР) [2-4; 7-10], по выходным напряжениям которого полупроводниковым коммутатором (ПК) в ВД формируются фазные токи соответствующей им формы и амплитуды. В качестве таких ДПР в ВД чаще устанавливают бесконтактные синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ) встраиваемого исполнения типа индуктивного редуктосина [2-4; 7; 8; 10] или резольвера [9], изготавливаемые с одинаковым с ВД числом пар полюсов. Другие типы синусно-косинусных ДПР [8], в том числе и разработанные фирмой *Infineon*, принцип действия которых основан на гигантском магниторезистивном эффекте [13], в ВД имеют пока ограниченное применение.

При использовании СКВТ в качестве ДПР для выделения огибающих его выходных напряжений используют фазочувствительные выпрямители (ФЧВ) [3; 4; 7; 8]. Их выходные напряжения содержат высокочастотные гармоники с частотами, кратными частоте возбуждения СКВТ $f_в$. Для уменьшения уровня высокочастотных гармоник в выходных напряжениях ДПР, приводящих к дополнительному нагреву фазных обмоток ВД, снижению равномерности его вращения и неудовлетворительному функционированию, на выходах ФЧВ устанавливаются фильтры нижних частот (ФНЧ).

Для выделения огибающих выходных напряжений СКВТ применяют также устройства выборки-хранения [3; 7], а для их преобразования в цифровой код – специальные аналого-цифровые преобразователи (АЦП) [1] или АЦП микроконтроллеров [2; 9; 10]. После их обработки по заданным алгоритмам микроконтроллером системы управления ВД они преобразуются цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП) вновь в гармонические напряжения. Все указанные устройства работают по принципу считывания, поэтому вследствие дискретизации по времени и квантования по уровню вносят в поступающие с выходов ЦАП на входы каналов коммутатора напряжения и, соответственно, в фазные токи ВД чистое запаздывание и дополнительные высокочастотные составляющие [2; 7; 10].

Снижение влияния этих негативных явлений достигается повышением разрядности и тактовой частоты АЦП, ЦАП и микроконтроллера. Однако все это не даст положительных результатов, если поступающие на входы АЦП выходные напряжения ФЧВ не будут предварительно сглажены ФНЧ. При отсутствии ФНЧ частота считывания выходных напряжений ФЧВ не превышает $2f_в$, а квантование по уровню будет малым только при очень низкой угловой скорости ВД [3; 7]. Поэтому ФНЧ являются необходимыми звеньями ДПР на основе СКВТ.

Инерционности, обусловленные постоянными времени ФНЧ ДПР, каналов коммутатора и фазных обмоток, вызывают сдвиг фаз токов и ЭДС вращения ВД. Вследствие этого существенно увеличиваются потребляемый ВД ток, нагрев его обмоток, снижается КПД, нарушается линейность механических и регулировочных характеристик [3; 7; 10]. Коэффициент передачи ВД как звена его системы автоматического управления (САУ) становится зависящим от угловой скорости, что затрудняет настройку ее регуляторов, особенно при широком диапазоне регулирования угловой скорости ВД.

Уменьшение негативного влияния инерционности электронных узлов и фазных обмоток на статические характеристики ВД с ДПР на основе СКВТ возможно двумя способами: компенсационным и параметрическим.

Компенсация запаздывания фазных токов ВД, вызванного одной из постоянных времени, например, постоянной времени фазных обмоток, может быть осуществлена введением в ВД блока коррекции, состоящего из тахогенератора и модулятора, к выходу которого подключена квадратурная обмотка СКВТ [7; 10]. Другим вариантом частичной компенсации влияния постоянных времени ВД является введение в его САУ контура адаптивного управления с эталонной моделью и сигнальной самонастройкой [2]. Реализация компенсационных способов коррекции статических характеристик ВД усложняет его конструкцию и настройку электронной части и тем самым сужает область его применения.

Параметрические способы коррекции статических характеристик ВД могут быть не менее эффективными, чем компенсационные способы, и применяться как совместно с ними, так и самостоятельно. Они зависят от способа формирования фазных токов ВД и сочетают в себе рациональный выбор структуры и параметров ФНЧ с совершенствованием схемотехнического исполнения электронных узлов электродвигателя. В ВД с обратной связью по фазным токам при непрерывном способе их формирования, как показано в [11], постоянные времени фазных обмоток не влияют на его статические характеристики. Тогда основной причиной запаздывания фазных токов ВД относительно ЭДС вращения будут постоянные времени ФНЧ синусно-косинусного ДПР и каналов коммутатора.

Полученные в [Там же] выражения статических характеристик идеализированного ВД с двухфазной четырехсекционной обмоткой, соединенной звездой с общим проводом, синусно-косинусным ДПР и коммутатором, осуществляющим обратную связь по фазным токам, не учитывают инерционность указанных узлов. Оценим влияние их постоянных времени на статические характеристики подобного двухфазного ВД типа ДБМ 120 [3] с синусно-косинусным ДПР на основе индуктивного редуктосина ВТ 60 [3; 7] и рассмотрим технические возможности их параметрической коррекции.

Применяемые в синусно-косинусных ДПР ВД фильтры – обычно первого или второго порядка [2; 3], причём в последнем случае ФНЧ может быть двухзвенным. Предположим, что его первым звеном является непосредственно входящий в ДПР фильтр ФНЧ, а вторым звеном – канал коммутатора, выполненный по схеме апериодического звена. С учётом этого передаточные функции каналов ДПР и коммутатора будут иметь вид:

$$W_{\text{дпр}}(p) = \frac{K_{\text{дпр}}}{T_{\text{дпр}}p + 1}\ , \tag{1}$$

$$W_{\text{к}}(p) = \frac{K_{\text{к}}}{T_{\text{к}}p + 1}\ , \tag{2}$$

где $K_{\text{дпр}}$ – коэффициент передачи ДПР при неподвижном роторе ВД; $T_{\text{дпр}}$ – постоянная времени ДПР; $K_{\text{к}}$ – коэффициент передачи коммутатора при неподвижном роторе ВД; $T_{\text{к}}$ – постоянная времени коммутатора.

Передаточным функциям (1), (2) соответствуют амплитудно-фазовые характеристики

$$W_{\text{дпр}}(j\omega_{\text{э}}) = k_{\text{дпр}}(\omega_{\text{э}})e^{-j\psi_{\text{дпр}}(\omega_{\text{э}})}\ , \tag{3}$$

$$W_{\text{к}}(j\omega_{\text{э}}) = k_{\text{к}}(\omega_{\text{э}})e^{-j\psi_{\text{к}}(\omega_{\text{э}})}\ , \tag{4}$$

в которых $k_{\text{дпр}}(\omega_{\text{э}})$, $k_{\text{к}}(\omega_{\text{э}})$ представляют собой амплитудно-частотные, а $\psi_{\text{дпр}}(\omega_{\text{э}})$, $\psi_{\text{к}}(\omega_{\text{э}})$ – фазочастотные характеристики рассматриваемых узлов. Они описываются выражениями

$$k_{\text{дпр}}(\omega_{\text{э}}) = \frac{K_{\text{дпр}}}{\sqrt{1 + (\omega_{\text{э}}T_{\text{дпр}})^2}}\ , \tag{5}$$

$$k_{\text{к}}(\omega_{\text{э}}) = \frac{K_{\text{к}}}{\sqrt{1 + (\omega_{\text{э}}T_{\text{к}})^2}}\ , \tag{6}$$

$$\psi_{\text{дпр}}(\omega_{\text{э}}) = \operatorname{arctg}\omega_{\text{э}}T_{\text{дпр}}\ , \tag{7}$$

$$\psi_{\text{к}}(\omega_{\text{э}}) = \operatorname{arctg}\omega_{\text{э}}T_{\text{к}}\ , \tag{8}$$

где $\omega_{\text{э}} = p_{\text{э}}\nu\Omega_0$ – угловая частота фазных токов; $p_{\text{э}}$ – число пар полюсов ВД;

$\nu = \Omega / \Omega_0$ – относительная угловая скорость ВД; Ω –угловая скорость ВД;

$\Omega_0 = U_{\text{п}} / C_{\text{E}}$ – базовое значение угловой скорости идеального холостого хода ВД; C_{E} – конструктивная постоянная ВД; $U_{\text{п}}$ – напряжение источника питания.

Из (1)-(8) следует, что угол сдвига фаз токов относительно ЭДС вращения ВД равен

$$\psi(\omega_{\text{э}}) = \operatorname{arctg}\omega_{\text{э}}T_{\text{дпр}} + \operatorname{arctg}\omega_{\text{э}}T_{\text{к}}\ , \tag{9}$$

а коэффициент загрузки его по току определяется из выражения

$$k_{\text{т.п}}(\omega_{\text{э}}) = \frac{K_{\text{т.п}}}{\sqrt{1 + (\omega_{\text{э}}T_{\text{дпр}})^2}\sqrt{1 + (\omega_{\text{э}}T_{\text{к}})^2}}\ , \tag{10}$$

где $K_{\text{т.п}} = I_{\text{с max}} / I_{\text{с.п}}$ – коэффициент загрузки ВД по току при неподвижном роторе; $I_{\text{с max}} = K_{\text{дпр}}K_{\text{к}}U_{\text{у}}$ – амплитуда токов секций фазных обмоток; $U_{\text{у}}$ – напряжение управления ВД; $I_{\text{с.п}} = U_{\text{п}} / R_{\text{с}}$ – пусковой ток секции фазной обмотки; $R_{\text{с}}$ – активное сопротивление секции фазной обмотки ВД.

Тогда токи во включенных секциях фазных обмоток рассматриваемого ВД будут изменяться по следующим зависимостям:

$$i_{c1}(\alpha) = k_{т.п}(\omega_э) I_{с.п} \sin(\alpha - \psi(\omega_э)), \quad (11)$$

$$i_{c2}(\alpha) = k_{т.п}(\omega_э) I_{с.п} \cos(\alpha - \psi(\omega_э)), \quad (12)$$

при ЭДС вращения в этих секциях фазных обмоток ВД

$$e_{c1}(\alpha) = U_п \nu \sin\alpha, \quad (13)$$

$$e_{c2}(\alpha) = U_п \nu \cos\alpha, \quad (14)$$

где α – угол поворота ротора ВД (в электрических радианах), отсчитываемый от момента естественной коммутации.

Выражения напряжений на силовых транзисторах коммутатора, работающих в активном режиме, определяем из уравнений, составленных по второму закону Кирхгофа для контуров коммутации секций фазных обмоток ВД. Они имеют вид:

$$u_{тр.1}(\alpha) = U_п \left[1 - \nu \sin\alpha - k_{т.п}(\omega_э) \sin\left(\alpha - \psi(\omega_э)\right)\right], \quad (15)$$

$$u_{тр.2}(\alpha) = U_п \left[1 - \nu \cos\alpha - k_{т.п}(\omega_э) \cos\left(\alpha - \psi(\omega_э)\right)\right]. \quad (16)$$

Подставляя (11)-(16) в соответствующие базовые выражения основных статических характеристик ВД [11], получим зависимости его средних электромагнитного момента $M_{ср}$, потребляемой мощности $P_п$, мощностей потерь в коммутаторе $\Delta P_к$ и меди фазных обмоток $\Delta P_м$, электромагнитного КПД ВД η и КПД коммутатора $\eta_к$ от постоянных времени ФНЧ ДПР и коммутатора:

$$M_{ср} = \frac{U_п}{\Omega_0} I_{с.п} k_{т.п}(\omega_э) \cos\psi(\omega_э), \quad (17)$$

$$P_п = \frac{4}{\pi} U_п I_{с.п} k_{т.п}(\omega_э), \quad (18)$$

$$\Delta P_к = \frac{4}{\pi} U_п I_{с.п} k_{т.п}(\omega_э) \left\{1 - \frac{\pi}{4}\left[k_{т.п}(\omega_э) + \nu \cos\psi(\omega_э)\right]\right\}, \quad (19)$$

$$\Delta P_м = U_п I_{с.п} k_{т.п}^{\ 2}(\omega_э), \quad (20)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \nu \cos\psi(\omega_э), \quad (21)$$

$$\eta_к = \frac{\pi}{4}\left[\nu \cos\psi(\omega_э) + k_{т.п}(\omega_э)\right]. \quad (22)$$

Анализ выражений (17)-(22) совместно с (9), (10) показывает, что электромагнитный момент $M_{ср}$, КПД ВД η и КПД его коммутатора $\eta_к$ уменьшаются как с увеличением $T_{дпр}$ и $T_к$, так и угловой скорости электродвигателя. Это вызвано не только влиянием сдвига фаз токов и ЭДС вращения ВД, но и уменьшением амплитуды его фазных токов. Регулировочная характеристика ВД $M_{ср} = f(U_у)$ остается линейной, но его статический коэффициент передачи по моменту уменьшается с повышением угловой скорости. Электромагнитный момент ВД типа ДБМ 120-1-0,8-2 с постоянными времени ДПР и коммутатора $T_{дпр} = T_к = 0{,}2$ мс при ν = 0,7 снижается на 17%, а при $T_{дпр} = T_к = 1$ мс, распространенных в подобных ВД [3; 4; 10], такое уменьшение электромагнитного момента этого электродвигателя наступает уже при ν = 0,14, что ограничивает диапазон регулирования его угловой скорости.

Следует отметить, что на крутизну регулировочной характеристики и ухудшение энергетических показателей ВД с ДПР на основе СКВТ влияют не только значения постоянных времени $T_{дпр}$ и $T_{вд}$, но и их отношение. Для выбора оптимального соотношения этих постоянных времени представим их в следующем виде:

$$T_{дпр} = k_ф T_{вд}, \qquad T_к = \left(1 - k_ф\right) T_{вд}, \quad (23)$$

где $T_{вд} = T_{дпр} + T_к$; $k_ф$ – весовой коэффициент постоянной времени ФНЧ ДПР.

В качестве критерия оптимальности примем максимум электромагнитного момента $M_{ср}$ при заданных напряжении управления $U_у$ и угловой скорости ВД, т.е. при $K_{т.п}$ = const и $\omega_э$ = const. При выполнении этого условия будут также максимальны η и $\eta_к$.

Поиск экстремума функции (17) при указанных ограничениях традиционными методами затруднён, так как при этом получается трансцендентное уравнение, которое не решается аналитически относительно коэффициента $k_ф$. Поэтому определение оптимального соотношения $T_{дпр}$ и $T_к$ проведём численными методами, используя процедуру Гаусса-Зайделя [6]. Опорную точку, т.е. начальное значение $T_{вд}$, выбираем из условия $2\pi f_в T_{вд} \le 10$. Результаты поиска оптимального значения весового коэффициента $k_ф$ для номинального режима работы ($f_в$ = 2000 Гц) СКВТ типа ВТ 60 [3] проиллюстрированы графиками на Рис. 1. Они показывают, что при малых $T_{вд}$ уменьшение электромагнитного момента ВД из-за фазового сдвига токов и ЭДС фазных обмоток сравнительно невелико и минимально при $T_{дпр} = T_к$.

Наиболее распространённым рекомендуемым способом уменьшения постоянной времени $T_{дпр}$ является повышение частоты напряжения возбуждения СКВТ [2; 7]. Казалось бы, что с её увеличением, сохраняя

постоянной относительную амплитуду пульсаций выходного напряжения ФНЧ, постоянную времени $T_{дпр}$ можно пропорционально уменьшить, однако на практике получается противоположный результат.

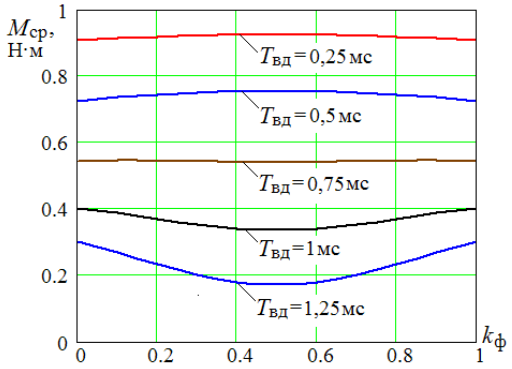

Рис. 1. *Зависимости электромагнитного момента ВД ДБМ 120-1-0,8-2 от значения весового коэффициента $k_ф$ при ν=0,7 и $K_{т.п}$ = 0,22*

Для выяснения причин указанного явления проведено экспериментальное исследование работы СКВТ типа ВТ 60 с ФЧВ в статическом режиме. При проведении испытаний на его обмотку возбуждения подавалось переменное напряжение прямоугольной формы, частота $f_в$ которого изменялась от 400 Гц до 10 кГц, т.е. до верхнего предела его рабочей частоты возбуждения. Вторичные обмотки этого СКВТ были нагружены резисторами с сопротивлением $R_{вх}$ = 10 кОм, соответствующим типовому входному сопротивлению большинства схем на операционных усилителях с управляемыми обратными связями [3].

Было установлено, что с повышением частоты напряжения возбуждения $f_в$ до 2 кГц и выше полка импульсов выходных напряжений СКВТ принимает вид затухающих колебаний. Причем характер коммутационного процесса сохраняется даже при нулевом положении ротора. Естественно, что при такой форме выходного СКВТ будут высоки и пульсации выходного напряжения ФЧВ. Необходимость их сглаживания и приводит к увеличению постоянной времени $T_{дпр}$. Отмечено также, что в выходном напряжении ФЧВ, выполненного по распространённой в ВД с СКВТ схеме [Там же], помимо колебательной составляющей, имеются чередующиеся подъёмы и провалы, повторяющиеся с частотой, равной частоте напряжения возбуждения СКВТ. Устранение вносимых ими пульсаций в выходное напряжение ДПР также требует увеличения постоянной времени $T_{дпр}$.

Поиск причин возникновения колебательной составляющей в выходном напряжении ФЧВ основывался на предположении, что эти колебания обусловлены его собственной емкостью, образованной емкостными связями между первичной и вторичными обмотками, а также между обмотками и магнитопроводом [12]. Эта емкость имеет большее значение при бесконтактном исполнении СКВТ в виде индукционного редуктосина типа ВТ 60.

Для анализа степени влияния собственной емкости СКВТ на амплитуду дополнительных пульсаций выходного напряжения можно воспользоваться его схемой замещения, представленной на Рис. 2.

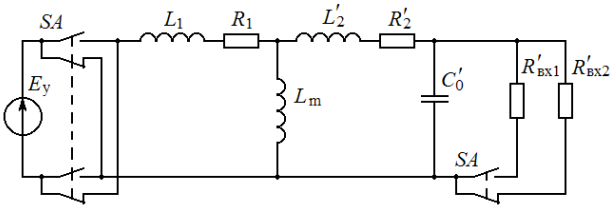

Рис. 2. *Схема замещения СКВТ, нагруженного входным сопротивлением ФЧВ*

Она составлена для положения ротора, при котором напряжение на одной вторичной обмотке, например, синусной, – максимально, а на косинусной – равно нулю, и, соответственно, влияние её тока на режимы работы других обмоток СКВТ – пренебрежимо мало. Параметры схемы замещения СКВТ на Рис. 2 обозначены общепринятыми символами R_1, L_1, R_2', L_2', L_m [Там же]. К выходу схемы замещения СКВТ подключена его собственная емкость C_0' и, в зависимости от полутакта коммутации ФЧВ, его входное сопротивление $R'_{вх1}$ или $R'_{вх2}$, приведённые к первичной обмотке. Двухполярные импульсы напряжения питания СКВТ формируются переключением источника ЭДС управления $E_у$ выключателем *SA*.

Схему замещения СКВТ на Рис. 2 можно преобразовать в эквивалентную по отношению к источнику ЭДС $E_у$ схему, состоящую из последовательно соединённых резистора $R_э$, катушки индуктивности $L_э$ и конденсатора $C_э$. Характер свободной составляющей переходного процесса в этой эквивалентной схеме и, соответственно, изменения выходного напряжения СКВТ после коммутации источника ЭДС $E_у$ будут определяться корнями характеристического уравнения

$$p^2 + \frac{R_э}{L_э} p + \frac{1}{L_э C_э} = 0\,, \qquad (24)$$

которые могут быть действительными или комплексно-сопряжёнными.

Вид корней характеристического уравнения (24) зависит от соотношения параметров схемы замещения СКВТ. Учитывая, что, как в обычном трансформаторе, так и в СКВТ, для переменного сопротивления ветви намагничивания выполняются условия $L_m >> L_1$, $L_m >> L_2'$, $C_0' \approx$ const, основным параметром, определяющим вид корней уравнения (24), будет $R_э$. При неизменных R_1 и R_2' значение $R_э$ будет зависеть в основном от входных сопротивлений $R'_{вх1}$, $R'_{вх2}$ ФЧВ. Резисторы $R'_{вх1}$, $R'_{вх2}$ на схеме замещения СКВТ подключаются параллельно ёмкости C_0', поэтому $R_э$ при увеличении их сопротивлений уменьшается, и при определённом значении $R'_{вх1}$ переходный процесс при коммутации напряжения возбуждения СКВТ становится колебательным.

При помощи схемы замещения СКВТ можно объяснить и возникновение подъемов и провалов в выходном напряжении ФЧВ, выполненного по типовой схеме [3]. Из принципа работы этого ФЧВ следует, что на каждом полутакте преобразования выходного напряжения СКВТ его входные сопротивления $R'_{вх1}$, $R'_{вх2}$ имеют разные значения, отличающиеся друг от друга в 2…3 раза.. Это приводит к периодическому с частотой $f_в$ изменению коэффициента загрузки СКВТ, следствием которого является разное на каждом полутакте падение напряжения на его обмотках и, естественно, разное выходное напряжение ФЧВ. Поэтому для уменьшения амплитуды пульсаций выходного напряжения ФЧВ и, соответственно, уменьшения постоянной времени $T_{дпр}$ необходимо использовать для демодуляции выходных напряжений СКВТ ФЧВ с одинаковым на всех полутактах преобразования входным сопротивлением [5] и выбирать его таким, чтобы коммутационный процесс носил апериодический характер.

Экспериментальная проверка эффективности предложенных параметрических способов коррекции статических характеристик ВД показала, что без увеличения относительной амплитуды пульсаций выходного напряжения ДПР на основе СКВТ типа ВТ 60 постоянные времени его ФНЧ при $f_в$ = 2000 Гц могут быть уменьшены до $T_{дпр}$ = 0,12 мс, т.е. почти на порядок. В связи с этим можно пренебречь их влиянием на статические характеристики ВД с обратной связью по фазным токам, что упростит устройство и настройку его электронных узлов.

Список литературы

1. **Ануфриев В., Лужбинин А., Шумилин С.** Микросхема преобразователя угол-код для индуктивных датчиков // Современная электроника. 2015. № 3. С. 2-5.
2. **Аржанов В. В., Шурыгин Ю. А., Бейнарович В. А., Шиняков Ю. А., Лапа А. Е., Аржанов К. В.** Микропроцессорное управление электроприводами с вентильными двигателями для движителей необитаемых подводных аппаратов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 2 (26). Ч. 1. С. 199-204.
3. **Беленький Ю. М., Зеленков Г. С., Микеров А. Г.** Опыт разработки и применения бесконтактных моментных приводов. Л.: ЛДНТП, 1987. 28 с.
4. **Герман-Галкин С. Г.** Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. СПб.: КОРОНА-Век, 2008. 368 с.
5. **Гутников В. С.** Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергия, 1980. 248 с.
6. **Дегтярев Ю. И.** Методы оптимизации. М.: Советское радио, 1980. 272 с.
7. **Микеров А. Г.** Электромеханические датчики и электронные компоненты вентильных двигателей. СПб.: СПбГЭТУ (ЛЭТИ), 1999. 60 с.
8. **Овчинников И. Е.** Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). СПб.: КОРОНА-Век, 2007. 336 с.
9. **Практика приводной техники. Сервоприводы** [Электронный ресурс]. URL: http://www.sew-eurodrive.ru/files/pdf/11322853.pdf (дата обращения: 19.06.2015).
10. **Самохвалов Д. В.** Коррекция статических характеристик электропривода с вентильным двигателем малой мощности и микропроцессорным устройством управления: автореф. дисс. … к.т.н. СПб., 2010. 17 с.
11. **Соловьев В. А.** Вентильный двигатель с обратной связью по токам фазных обмоток // Электричество. 1995. № 1. С. 56-61.
12. **Стародубцев Ю. Н.** Теория и расчет трансформаторов малой мощности. М., 2005. 320 с.
13. **Designing a Disc Magnet for Use with Infineon GMR Sensors** [Электронный ресурс]. URL: http://www.infineon.com/dgdl/Designing_Disc_Magnet_for_Angle_Sensor%20v1.0.pdf?fileId=db3a304332fc1ee7013311aab3fc3cc4 (дата обращения: 19.06.2015).

PECULIARITIES OF CORRECTION OF STATIC CHARACTERISTICS OF THYRATRON MOTORS WITH FEEDBACK VIA PHASE CURRENTS

Solov'ev Vladimir Alekseevich, Doctor in Technical Sciences, Associate Professor
Bauman Moscow State Technical University
SolovjevVA@bk.ru

The article investigates the possibilities of improving the static characteristics of the two-phase thyratron motor with feedback via phase currents formed by its switch. It is shown that while using in the motor the rotor position detector on the basis of the sine-cosine rotating transformer for the surge control of the output voltages of phase-sensitive rectifiers low-pass filters are always required. The author obtains the expressions of the static characteristics of the thyratron motor enabling to assess the extent of the negative impact of the time constants of the low-pass filters and switch on them. The paper also proposes experimentally proven effective ways of parametric correction, which improves the static characteristics of the thyratron motor under study.

Key words and phrases: thyratron motor with feedback via phase currents; correction of static characteristics; rotor position detector; sine-cosine rotating transformer; phase-sensitive rectifier; low-pass filter; switch.