

## ОСОБЕННОСТИ СИНТЕЗА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОДВИЖЕНИЯ АВТОНОМНОГО ПЛАВАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

УДК 62-347

### ВОЛЯНСКАЯ Яна Богдановна

Доцент, кандидат технических наук, доцент кафедры электрической инженерии морских и роботизированных комплексов Национального университета кораблестроения имени адмирала Макарова, г. Николаев.

**Научные интересы:** автоматизация и техническая эксплуатация объектов морской робототехники, системы управления электроприводов разного назначения, моделирование электромеханических систем.

### ВВЕДЕНИЕ

Вентильные бесконтактные двигатели постоянного тока (БДПТ) с возбуждением от высокоэнергетичных редкоземельных постоянных магнитов, например, Nd-Fe-B (железо-неодим-бор), наиболее перспективны из всех типов традиционных электродвигателей для применения в системах электродвижения различных автономных плавательных аппаратов (АПА) [1, 3]. Использование с легирующими и повышающими коэрцитивную силу добавками термостабильных магнитов из материала Nd-Fe-B в системе возбуждения БДПТ позволяет сохранить работоспособность магнитов при нагреве до +170 °С и заметно улучшить эксплуатационные свойства всей системы электродвижения. Кроме того, при применении электропривода на основе БДПТ в АПА проявляется целый комплекс положительных конструктивно-технологических свойств и технико-эксплуатационных преимуществ:

- отсутствие требующих обслуживания механических узлов существенно повышает надежность и ресурс БДПТ, входящего в состав системы электродвижения АПА (по сравнению со щеточными электродвигателями постоянного тока и асинхронными с явно выраженной обмоткой на роторе);

- высокая перегрузочная способность вентильного БДПТ (максимальный кратковременный момент может превышать длительный момент в 4-8 раз) позволяет АПА получить отличную приёмистость;

- крайне низкое значение тока холостого хода и наивысшие из всех двигателей малой мощности энергетические показатели (КПД более 0,9 при слабой его зависимости от коэффициента загрузки) позволяет АПА повысить время его автономной работы;

- при необходимости БДПТ может обеспечить очень высокий диапазон регулирования частоты вращения (1:103 и более) гребного винта или других исполнительных механизмов АПА;

- возможность построения гораздо более простой системы управления для системы электродвижения АПА, по сравнению с частотно-регулируемым асинхронным электроприводом;

- из-за низкого перегрева у вентильных БДПТ заметно увеличивается ресурс изоляции, что также позволяет работу с заметными перегрузками, необходимыми, например, при экстренном маневрировании АПА;

- наилучшие массогабаритные показатели, значительный срок службы, высокая наработка на отказ (более 104 часов), возможность оптимизации режимов работы путем формирования уровней ограничения момента и скоростных диаграмм, также расширяют тактико-технические (ТТХ) и эксплуатационные характеристики АПА.

Нужно отметить, что последние годы вентильные БДПТ и электроприводы на их основе активно производятся ведущими зарубежными электротехническими

компаниями («Siemens», «General Electric», «Bosch», «Schneider Electric», «Fanuk», ABB и др.) [4, 5, 10-12]. Изготавливают БДПТ и в России (ОАО «ЧЭАЗ», г. Чебоксары), налаживается их мелкосерийное производство в Украине (ООО «Электротехника—Новые технологии», г. Одесса, [7-9]). Основным сдерживающим фактором широкого применения электроприводов на основе БДПТ — цена преобразователя и наличие дорогостоящего высокоточного датчика положения ротора (ДПР, в зарубежных источниках — Shaft Position Sensor или Shaft Encoder), наличие расширенных сервисно-диагностических и защитных функций, ряда иных встроенных систем. Однако для применения в АПА двойного назначения эти факторы оказываются несущественными, в частности из-за того, что имеются возможности заметного упрощения системы управления [6], применения простейших ДПР [2], отказа от российских материалов и комплектующих [2].

В [6] представлена функциональная схема электропривода на основе БДПТ для АПА. Приведенная схема обладает минимальной аппаратной избыточностью и позволяет создать несколько альтернативных вариантов принципиальных схем электропривода на основе БДПТ. Таким образом, можно утверждать, что созданы предпосылки для технической реализации предложенного в [6] решения и есть основания для разработки упрощенных математических моделей электропривода с БДПТ, необходимых для настройки и последующей оптимизации режимов его функционирования в составе системы электродвижения АПА.

Целью работы является представление одного из вариантов технической реализации, выбора основных элементов, расчета, а также разработки упрощенной математической модели электропривода с минимальной аппаратной избыточностью на основе вентильного БДПТ для системы электродвижения АПА.

### ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Особенности схемы управления вентильным БДПТ. На рис. 1 представлена структурно-функциональная схема вентильного электропривода, построенная на основе [6]. Система регулирования скорости — двухконтурная, с подчиненным регулированием координат. Системы с подчиненным регулированием координат

(СПРК) хорошо теоретически обоснованы и апробированы в автоматизированных электроприводах главного движения и подач металлорежущих станков, в электроприводах промышленных роботов и во множестве других сложных технологических устройствах. Традиционная структура СПРК представляет собой многоконтурную систему с каскадным включением регуляторов, причем число регуляторов и контуров регулирования равно числу регулируемых координат.

Используем основную идею функционирования СПРК, заключенную в том, что каждый внутренний контур подчинен задачам регулирования внешнего контура, в который он входит. При этом настройка регуляторов производится независимо и последовательно — от внутреннего контура к внешнему, с обеспечением соответствующей независимой коррекции в каждом контуре, а передаточная функция каждого регулятора определяется видом ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования и передаточной функцией объекта. Применительно к двухконтурному вентильному электроприводу (рис. 1), СПРК содержит основной контур регулирования скорости гребного винта и внутренний, подчиненный внешнему, контур регулирования тока БДПТ.

Контур регулирования тока состоит из:

- а) релейного регулятора тока, функции которого заложены в нуль—органе НОЗ;
- б) модулятора (блок «Распределитель импульсов—модулятор») и драйвер управления ключами IR2130;
- в) объекта регулирования — трехфазного мостового инвертора и силовой цепи БДПТ;
- г) обратной связи — датчика тока на резисторе  $R_s$  и формирователя—усилителя модуля сигнала (ФМС2).

В контур регулирования скорости входят:

- а) регулятор скорости (РС) пропорционально-интегрального типа;
- б) объект регулирования — замкнутый контур регулирования тока и механическая часть системы электродвижения;
- в) датчик обратной связи — бесконтактный тахогенератор (БТГ) и ДПР [6].

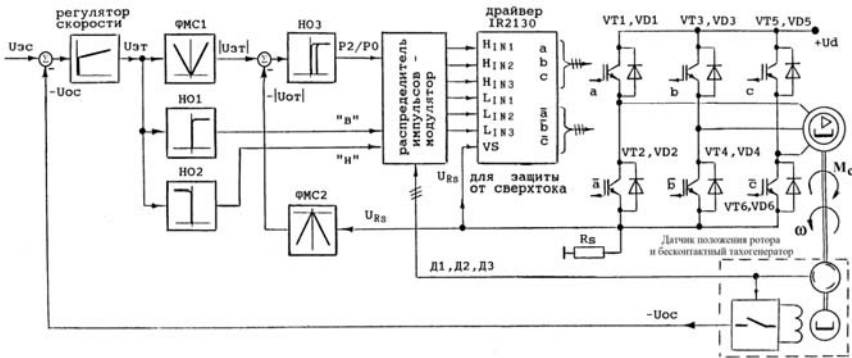


Рис. 1. Структурно-функциональная схема бесконтактного вентильного электропривода

Поясним работу схемы. Пусть на вход регулятора скорости поступает внешний (по акустическому или радиоканалу, от бортовой системы искусственного интеллекта, программы управления и т.д.) сигнал задания скорости  $U_{zc} > 0$  (для движения «Вперед»), а скорость БДПТ при этом меньше заданной и сигнал на выходе регулятора скорости (сигнал задания контуру регулирования тока якоря) положителен:

$$U_{zm} = U_{zc} - U_{oc} > 0.$$

Модуль сигнала задания тока определит необходимое значение тока БДПТ:

$$i = ads(U_{zm}) / k_{om},$$

где  $k_{om}$  – коэффициент передачи цепи обратной связи по току. Знак сигнала  $U_{zt}$  определяет режим работы электропривода (если  $U_{zc} \cdot U_{zm} > 0$ , то режим двигательный, если  $U_{zc} \cdot U_{zm} < 0$ , то режим торможения).

При заданных условиях ( $U_{zc} > 0$  и  $\omega < \omega_z$ ) на выходе НО1 будет логическая «1», а на выходе НО2 – логический «0». Эти сигналы, совместно с сигналами датчика положения ротора (Д1, Д2 и Д3), поступают на устройство распределения импульсов «Распределитель импульсов–модулятор» (РИМ). По этим сигналам РИМ определяет такую комбинацию включения транзисторных ключей инвертора, которая должна существовать при данном пространственном положении ротора –

для регулирования тока в режимах двигателя или электромагнитного торможения (в описанных условиях – режим двигателя).

Сигнал  $U_{zt}$  подается на формирователь модуля сигнала ФМС1 и на выходе нуля–органа НО3 сравнивается с отрицательным значением модуля сигнала обратной связи по току, снимаемого с ФМС2.

Если в фазах обмоток БДПТ ток меньше заданного, то есть

$$abs(U_{zm}) - abs(U_{om}) > 0,$$

то на выходе НО3 установится логическая «1», разрешающая включение двух транзисторов инвертора (режим P2). Это приводит к увеличению тока и, соответственно, момента и скорости.

В противном случае, при логическом «0» на выходе НО3, на выходе элементов модулятора будет высокий уровень сигнала. Выполняется режим P0 с выключением всех транзисторов, ток при этом уменьшается. Ширина петли гистерезиса НО3 определяет размах пульсаций тока  $\Delta i$  и частоту коммутации ключей.

ФМС1 и ФМС2 предназначены для создания условий работы контура тока электропривода, независимо от знаков сигналов  $U_{zt}$  и  $U_{rs}$ . Формирователи модуля сигнала (ФМС1 и ФМС2) представляют собой выпрямители на операционных усилителях. Работа такого выпрямителя основывается на том, что при одной полярности входное напряжение, с некоторым масштабным коэффициентом, подается на выход, а при другой по-

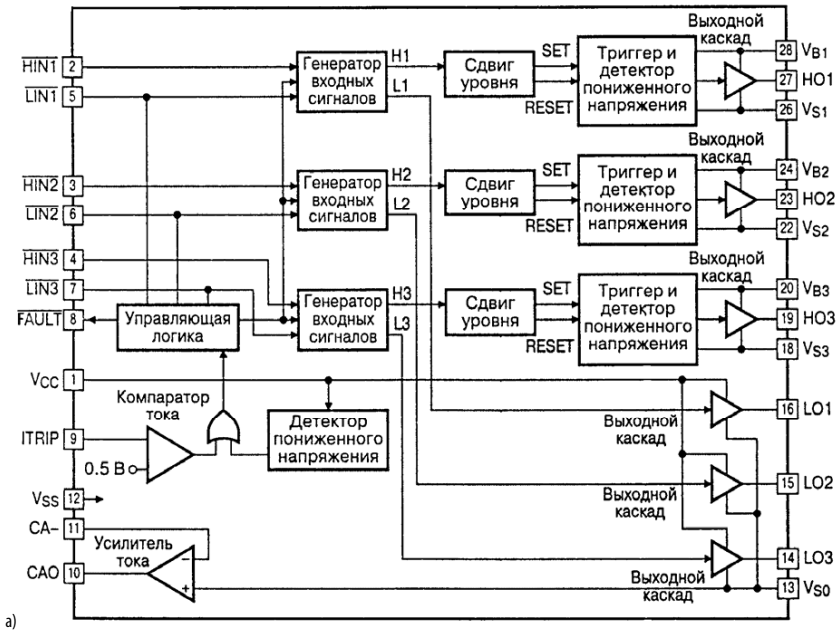
лярности – выходной сигнал инвертируется с тем же масштабным коэффициентом усиления.

Согласование уровней сигналов  $U_{зт}$  и  $U_{от}$  осуществляется регулировочным потенциометром, установленном на выходе регулятора скорости (на схеме не показан).

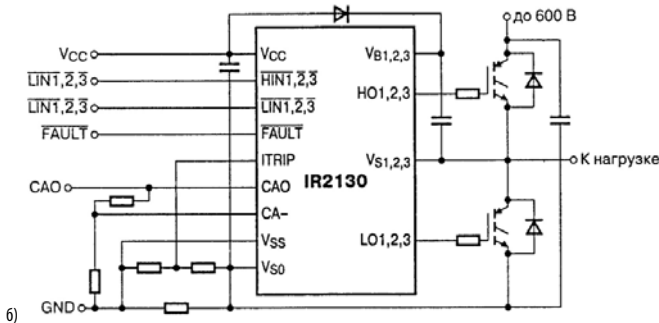
В силовой части инвертора применяются управляемые напряжением транзисторные ключи с изолиро-

ванными затворами. Управление ключами осуществляется с помощью недорогой специализированной микросхемы, например, драйвера IR2130.

Функциональная схема драйвера IR2130 и типовая схема его применения для управления высоковольтными ключами инвертора приведены на рис. 2, а и б, назначение и обозначение выводов – в табл. 1.



а)



б)

Рис. 2. Функциональная схема (а) драйвера IR2130 и типовая схема (б) его применения

Таблиця 1.

## Назначение и обозначение выводов драйвера

Обозначение	Назначение
$\overline{HN1}, \overline{2}$	Логические выходы верхних каналов
$\overline{UN1}, \overline{2}, \overline{3}$	Логические выходы нижних каналов
FAULT	Вывод идентификации срабатывания защиты от токовой перегрузки или пониженного напряжения питания нижних каналов
$V_{cc}$	Напряжение питания логических узлов и цепей нижних каналов
$I_{TRIP}$	Вход блокировки при перегрузке по току
CA0	Выход усилителя тока
CA-	Инвертирующий вход усилителя тока
$V_{ss}$	Логическая земля
$V_{B1,2,3}$	Выводы питания верхних каналов
H01, 2, 3	Выводы подключения затворов транзисторов верхних каналов
$V_{S1,2,3}$	Выводы подключения истоков транзисторов нижних каналов
L01, 2, 3	Выводы подключения затворов транзисторов нижних каналов
$V_{SO}$	Силовая земля
п. с.	Не используется

Основные характеристики драйвера: однокристалльное исполнение; непосредственный интерфейс со всеми уровнями входных сигналов; встроенная пауза между импульсами; защита от токовой перегрузки; допустимый диапазон напряжения питания до 600 В. Возможны для установки и другие типы драйверов управления транзисторными ключами, но в любом случае примененный драйвер должен иметь следующие характеристики.

1. Выходные сигналы с амплитудой в диапазоне от 10 до 15 В.
2. Малое сопротивление управляющего каскада (для быстрого заряда и разряда емкости затвора).
3. Плавающий выходной сигнал (для обеспечения управления верхними транзисторными ключами).

Кроме этих требований драйвер должен быть способен управлять комбинацией включения ключей.

Так, микросхема IR2130 (рис. 3) содержит шесть выходных каскадов, на входы которых подаются сигналы от трех генераторов, каждый из которых работает на два выхода. Три нижних выходных каскада драйвера управляются непосредственно генераторами сигналов L1, L2 и L3, а сигналы управления верхними приборами H1, H2 и H3 должны быть смещены по уровню перед подачей на верхние выходные драйверы.

Упрощенная модель вентильного электропривода на основе БДПТ с минимальной аппаратной избыточностью. Вентильный электропривод представляет собой синергетическое объединение в составе электромеханической системы синхронного электрического двигателя с возбуждением от постоянных магнитов и электронного коммутатора. Поскольку управление ключами мостового инвертора осуществляется по командам ДПР, то таким образом реализуется жесткая обратная связь по пространственному положению ротора, что и определяет алгоритм подключения обмоток БДПТ к источнику постоянного тока. Щеточно-коллекторное устройство, по сути, является механическим коммутатором, а его аналог у БДПТ – электронный коммутатор. Именно это свойство позволяет провести аналогию между моделью вентильного электропривода на основе БДПТ и моделью классического щеточного электродвигателя постоянного тока, у которого секции обмотки якоря посредством щеточно-коллекторного устройства подключаются к источнику постоянного напряжения. Нужно подчеркнуть, что синергетическое объединение в составе электропривода названных компонентов влияет на работу друг друга. Поэтому простейшая аналогия между электромеханическим преобразователем и управляемого инвертором может составить основную особенность моделирования электропривода с вентильным БДПТ [6]. Однако для построения замкнутой системы управления АПА модель [6] может оказаться избыточной, поскольку учитывает все электромагнитные процессы и процессы переключения (ДПР, ключей, логических элементов) что резко ограничивает скорость расчетов.

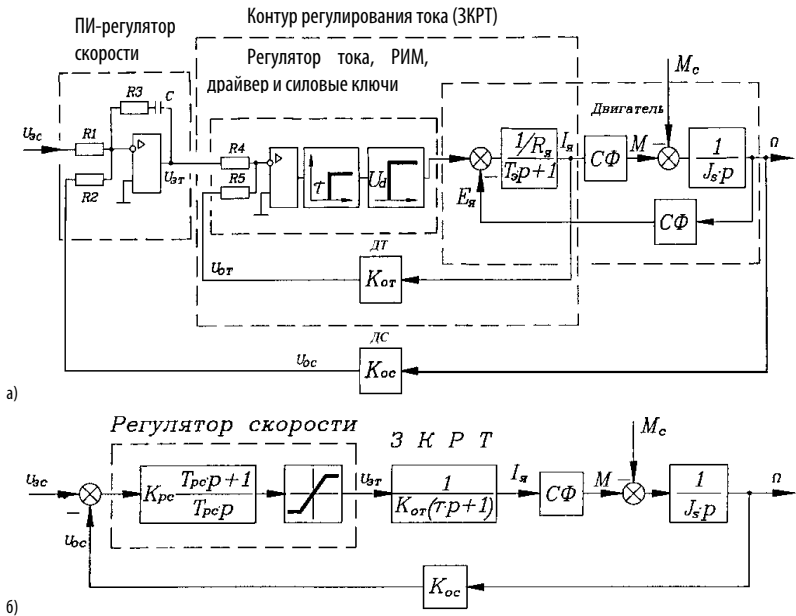


Рис. 3. Структурная схема, с элементами принципиальной схемы, система управления скоростью вентильного электропривода

Обратим внимание на некоторые фрагменты разрабатываемой модели, представляющие взаимодействие преобразователей энергии и управляющей информации. Во-первых, возбуждение от постоянных магнитов позволяет упростить модель эквивалентной обмотки возбуждения БДПТ в сравнении с моделью синхронной электрической машины с электромагнитным возбуждением – достаточно представить обмотку возбуждения как независимый источник ЭДС с собственным внутренним сопротивлением. Тогда ЭДС, наводимые в фазах БДПТ, не будут содержать составляющих, пропорциональных производной тока по времени, протекающего в эквивалентной обмотке возбуждения. Во-вторых, в модели вентильного электропривода на основе БДПТ легко предусмотреть возможность изменения частоты вращения в широких пределах. Поэтому обязательным является включение в состав модели механической подсистемы, позволяющей определять мгновенную частоту вращения ротора электродвигателя. Передача частоты вращения во вспомогательную схему, осуществляющую

интегрирование, делает возможным получение информации о положении ротора в каждый момент времени (моделирование работы ДПР). Понятно, что структурное представление электропривода, с учетом принятых допущений и упрощений позволяет легко реализовать, например, средствами MatLab / Simulink, его математическую модель.

Структурная схема, с элементами принципиальной схемы, системы управления скоростью вентильного электропривода приведена на рис. 3. Отметим, что настройку системы начинают с внутреннего контура, выходная координата которого (ток якоря) изменяется намного быстрее выходной координаты внешнего контура – скорости.

Исходными при настройке являются требования к статическим и динамическим свойствам контуров и системы: отсутствие статической ошибки в установившемся режиме при обработке изменяющегося скачком задающего сигнала и перерегулирование, не превы-

шающее 5%. Возможны и другие специальные требования.

Основное назначение контура тока вентильного электропривода состоит в стабилизации тока якоря на заданном уровне. В транзисторном вентильном электроприводе последовательная коррекция контура тока не требуется, т.к. контур тока является практически безинерционным по следующим причинам.

Во-первых, напряжение источника питания  $U_d$  намного превышает ЭДС самоиндукции двигателя, что позволяет форсировать процессы нарастания и спада тока  $I$  в диапазоне его ограничения (от  $-I_{max}$  до  $+I_{max}$ ) за время, намного меньшее суммарной электромагнитной постоянной времени  $T_\Sigma$ . При этом, постоянная времени  $T_\Sigma$  и обратная связь по ЭДС двигателя не оказывают практического влияния на динамику привода.

Во-вторых, регулятор тока, датчик тока и блок силовых ключей конструктивно выполнены практически безинерционными. Поэтому, при моделировании, замкнутый контур регулирования тока можно приближенно представить аperiодическим звеном с постоянной времени  $\bar{K} = 1$  мс и статическим коэффициентом передачи звена  $K_m = 1 / K_{om}$ . Преобразуем передаточную функцию замкнутого контура регулирования тока (ЗКРТ):

$$W(p) = \frac{1}{K_{om}} \cdot \frac{1}{\tau p + 1} = \frac{1}{K_{om}} \cdot \frac{1/\tau p}{1 + 1/\tau p}$$

Полученное выражение можно трактовать как передаточную функцию цепи, состоящей из последовательно соединенных пропорционального звена с коэффициентом  $K_{pm} = 1 / K_{om}$  и интегрирующего звена, с постоянной времени  $\bar{K}$ , при этом интегрирующее звено охвачено отрицательной обратной связью звеном с единичным коэффициентом передачи.

При настройке контура регулирования скорости предпочтение отдано легко реализуемой настройке (оптимизации) контура скорости, при которой «оптимизированная» передаточная функция разомкнутого контура скорости принимает вид

$$W_{psc}(p) = \frac{1}{2\tau p \cdot (\tau p + 1)},$$

и на частоте среза  $\bar{\omega}_{cp} = 0,5\bar{\omega}$  логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) обеспечивает запас по фазе равный 63,5 град. Тогда передаточная функция «оптимизированной» замкнутой системы будет описываться выражением:

$$W_{\Sigma}(p) = \frac{1}{K_{oc}} \cdot \frac{1}{2\tau p \cdot (\tau p + 1) + 1}$$

Переходные процессы в такой системе связаны с характеристическим уравнением  $2\tau p \cdot (\tau p + 1) + 1 = 0$ , у которого показатель демпфирования  $\bar{\xi} = 0,707$ . Рассмотренная настройка контура – настройка на модульный или технический оптимум, обеспечивающая перерегулирование 4,3% и время регулирования 4,7 $\bar{K}$ .

Если повысить показатель демпфирования, то переходный процесс протекает более монотонно и время регулирования увеличивается. С уменьшением показателя демпфирования увеличиваются колебательность и перерегулирование. Поэтому, для получения настройки на модульный оптимум регулятор скорости должен иметь передаточную функцию, определяемую выражением

$$W_{pc}(p) = K_{pc} = \frac{K_{om} \cdot J_s}{K_{oc} \cdot c \cdot \Phi \cdot 2\tau}$$

Регулятор скорости представляет собой безинерционное звено с коэффициентом передачи  $K_{pc}$ . В этом случае система будет иметь статическую ошибку регулирования скорости. При большом диапазоне регулирования и в тех случаях, когда система с П-регулятором не обеспечивает требуемой жесткости механических характеристик, применяют ПИ-регулятор скорости, при котором система становится астатической.

Для получения астатизма по возмущению настройку контура скорости выполняют на «симметричный» оптимум (из-за симметричного вида ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования скорости). Здесь передаточная функция ПИ-регулятора скорости определяется выражением

$$W_{pc}(p) = K_{pc} \cdot \frac{1 + T_{pc}p}{T_{pc}p} = K_{pc} \cdot \frac{1 + 4\tau p}{4\tau p}$$

В структурную схему модели на выходе ПИ-регулятора скорости вводится звено с характери-

кой «Ограничение», отражающее возможность выхода на режим токоограничения в переходных режимах или при перегрузке электропривода (см. рис. 4).

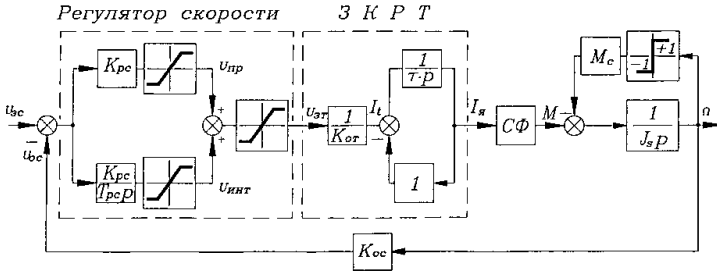


Рис. 4. Структурная схема системы управления скоростью вентильного электропривода

Напряжение на выходе ПИ-регулятора скорости (сигнал  $U_{ст}$  задания контуру тока) определяется выражением:

$$U_{ст} = (U_{zc} - U_{oc}) \cdot K_{pc} (1 + 1/(T_{pc} p)) = U_{пр} + U_{инт},$$

где  $U_{пр} = (U_{zc} - U_{oc}) \cdot K_{pc}$  и  $U_{инт} = (U_{zc} - U_{oc}) \cdot K_{pc} / (T_{pc} p)$  – пропорциональная и интегральная составляющие выходного сигнала регулятора скорости.

Учет возможности вхождения регулятора скорости в режим насыщения ведется включением звеньев «ограничение» раздельно, как по каналам пропорциональной и интегральной составляющей, так и по их результирующему действию.

Направление приложения момента сухого трения  $M_c$  зависит от направления вращения вала электродвигателя:

$$M_c = \text{mod} \cdot [M_c] \cdot \text{sign}(\omega),$$

где  $\text{sign}(\omega)$  — математическая сигнум-функция, равная +1 при  $\omega > 0$ , равная 0 при  $\omega = 0$ , и равная -1 при  $\omega < 0$ .

На рис. 4 выражению для статического момента сопротивления  $M_c$  соответствует включение цепи обратной связи, охватывающей звено механической части электродвигателя.

Для настройки электропривода необходимо знать конструктивную постоянную  $c\Phi$  вентильного двигателя, ток якоря  $I_{до}$  и сопротивление обмотки РЛИН (включенных последовательно двух фаз). Эти данные можно

легко и с хорошим приближением получить расчетным способом, используя следующие номинальные данные:  $U_{ном}$  – номинальное напряжение источника постоянного тока, при котором определяются характеристики двигателя;  $M_{до}$  – длительно-допустимый момент при скорости близкой к нулевой, например, 1 об/мин. Расчет можно вести по следующим формулам.

Конструктивный коэффициент двигателя:

$$c\Phi = 0,9 \cdot U_{d \text{ ном}} / \Omega_{\text{max}}.$$

Длительно-допустимый ток:

$$I_{до} = 1,05 \cdot M_{до} / c\Phi.$$

Сопротивление двух последовательно соединенных фаз двигателя:

$$R_{лин} = 0,1 \cdot U_{d \text{ ном}} / I_{до}$$

Например, для БДПТ известны параметры:  $U_{ном} = 300 \text{ В}$ ,  $n_{\text{max}} = 2000 \text{ об/мин}$  ( $\omega_{\text{max}} = 209,4 \text{ рад/с}$ ),  $M_{до} = 130 \text{ Нм}$ . Тогда

$$c\Phi = 0,9 \cdot 300 / 209,4 = 1,29 \text{ В} \cdot \text{с} / \text{рад},$$

$$I_{до} = 1,05 \cdot 130 / 1,29 = 106 \text{ А}$$

$$R_{лин} = 0,1 \cdot 300 / 106 = 0,283 \text{ Ом}.$$

Обычно при исследовании динамических свойств электропривода необходимо выполнять расчёты процессов пуска и торможения, например, для двух вари-



антов изменения задания сигнала скорости Узс: первый – скачкообразный задающий сигнал Узс = 5 В, второй – сигнал задания такой же амплитуды, но с применением датчика интенсивности. Датчик интенсивности представляет собой электронное устройство, формирующее на своем выходе линейно нарастающий (спадающий) сигнал задания скорости Узс при скачкообразном задающем входном сигнале. Основное назначение датчика интенсивности – ограничить момент двигателя в переходных режимах изменения скорости (разгон, торможение, реверс).

В ходе расчетов и их анализа также необходимо оценить влияние настройки ПИ-регулятора скорости на величину перерегулирования, время переходных процессов пуска и торможения электропривода.

### ВЫВОДЫ

На основе анализа свойств и основных характеристик вентильных бесконтактных электродвигателей постоянного тока, показано, что они наиболее эффек-

тивны для применения в автономных плавательных аппаратах различного назначения, в частности, в системах электродвижения этих аппаратов.

Предложены:

а) функционально-структурная схема электропривода на основе БДПТ;

б) простой вариант технической реализации электропривода для системы электродвижения АПА на основе БДПТ, использующий принципы подчиненного регулирования координат при минимальном числе комплектующих и элементов;

в) упрощенная структурная математическая модель электропривода на основе БДПТ, позволяющая оценить настройки контуров тока и скорости, и, в последующем, осуществить синтез всей системы электродвижения АПА.

Показана последовательность расчета контуров регулирования, выбора силовых ключей, и драйвера управления электропривода.

### СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Volyans'ka Ya. B. Osoblivosti pobudovi avtomatichnih sistem keruvannya ruhom ob'ektiv mors'koї robototekhniki / Ya. B. Volyans'ka, S. M. Volyans'kij // *Ehlektrrotekhnicheskie i komp'yuternye sistemy*. – 2016. – Vyp. 23 (99). – S. 39–44.2.
2. Karpovich O. Ya. Osobenosti realizacii datchika obratnoj svyazi po skorosti i polozheniyu v ventil'no-induktorom ehlektroprivode / O. Ya. Karpovich, O. A. Onishchenko // *Vestnik NTU «HP»*. – 2003. – №. 11. – S. 65–70.
3. Noyal Doss M. A. Reduction in cogging torque and flux per pole in BLDC motor by adapting U-clamped magnetic poles. / M. A. Noyal Doss, S. Vijayakumar, A. J. Mohideen, K. S. Kannan, N. D. B. Sairam, K. Karthik // *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*. – 2017, Vol. 8, no. 1. – Pp. 297–304.
4. Singh S. Kr. Optimization of PID controller for brushless DC motor by using Bio-inspired algorithms. / S. Kr. Singh, N. Katal, S. G. Modani // *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*. – 2014, Vol. 7, no. 7. – Pp. 1302–1308.
5. Srinivasan K. Power Quality Analysis of Vienna Rectifier for BLDC Motor Drive Application. / K. Srinivasan, S. Vijayan, S. Paramasivam, K. Sundaramoorthi // *International Journal of Power Electronics and Drive System*. – 2016, Vol. 7, no. 1. – Pp. 7–16.
6. Volyanska, Ya. B. Brushless valve electric drive with minimum equipment excess for autonomous floating vehicle / Ya. B. Volyanska, S. M. Volyanskiy, O. A. Onishchenko // *Electrical Engineering & Electromechanics*. – 2017. – № 4. – Pp. 26–33.
7. Eriksen, C. C. Seaglider: a long-range autonomous underwater vehicle for oceanographic research / C. Eriksen, T. J. Osse, R. D. Light, T. Wen, T. W. Lehman, P. L. Sabin, J. W. Ballard, A. M. Chiodi // *Oceanic Engineering, IEEE Journal*. – 2001. – Vol. 26. – Pp. 424–436.
8. Geisbert, J. S. Hydrodynamic Modeling for Autonomous Underwater Vehicles Using Computational and Semi-Empirical Methods / J. S. Geisbert // *Virginia Polytech Institute and State University, Blacksburg*. – 2007. – Vol. 17. – Pp. 247–251.
9. Mullick, J. A. Fuzzy controller for speed control of BLDC motor using MATLAB / J. A. Mullick // *International Research Journal of Engineering and Technology*. – 2017. – Vol. 4. – No. 2. – Pp. 1270–1274.
10. Bhadani, A. Modeling and controlling of BLDC motor / A. Bhadani, D. Koladiya, J. Devani, A. Tahiliani // *International Journal of Advance Engineering and Research Development*, 2016, vol. 3, no. 3, pp. 139–144.
11. Kamil, O. Real-time speed control of BLDC motor vased on fractional sliding mode controller / O. Kamil, C. Kaan, B. Abdullah, D. Adnan // *International Journal of Applied Mathematics, Electronics and Computers*. – 2016. – Vol. 4. – Pp. 314–318.

**Рецензент:** д.т.н., проф. Рябенский В.М.,  
завідувач кафедри теоретичної електротехніки  
та електронних систем НУК ім. адм. Макарова