

простых и многослойных ПА в зависимости от внешней нагрузки в нано- и микроманипуляторах и их физических и геометрических параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Копылов И.П. Электромеханика — некоторые проблемы XXI века. — Изв. РАН. Энергетика, 2003, № 1.
2. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. — М.: Профессия, 2004.
3. Ленк А. Электромеханические системы. Системы с сосредоточенными параметрами. — М.: Мир, 1978.
4. Афонин С.М. Пьезопреобразователи для приводов микроперемещений. — Приборы и системы управления, 1998, № 2.
5. Афонин С.М. О матричных уравнениях в задачах электроупругости. — Электричество, 2006, № 3.

6. Афонин С.М. Исследование и расчет статических и динамических характеристик пьезоактюатора нано- и микроперемещений. — Электричество, 2009, № 9.

7. Миронов В.Л. Основы сканирующей зондовой микроскопии. — М.: Техносфера, 2004.

8. Физическая акустика, т. 1, ч. А. Методы и приборы ультразвуковых исследований/Под ред. У. Мэзона. — М.: Мир, 1966.

[25.06.12]

Автор: Афонин Сергей Михайлович окончил в 1976 г. факультет «Электронное машиностроение» Московского института электронной техники (МИЭТ). В 1982 г. в МИЭТ защитил кандидатскую диссертацию «Разработка и исследование силовых пьезоэлектрических двигателей для прецизионных следящих систем». Доцент, старший научный сотрудник МИЭТ.

* * *

Прямое управление моментом вентильно-индукторного двигателя

КРАСОВСКИЙ А.Б., КУЗНЕЦОВ С.А.

Предложен новый алгоритм прямого управления моментом вентильно-индукторного двигателя (ВИД), позволяющий существенно улучшить характеристики вентильно-индукторного привода (ВИП). Разработана методика определения параметров регулятора скорости в двухконтурной структуре подчиненного регулирования с внутренним контуром прямого управления моментом.

Ключевые слова: электропривод, вентильно-индукторный двигатель, управление моментом

Во многих работах, касающихся достоинств вентильно-индукторных двигателей (ВИД), отмечается перспективность их широкого применения. Тем не менее в основном они используются в электроприводах массовых установок, не требующих высоких динамических показателей (насосы, вентиляторы, конвейеры, бытовая техника, малые транспортные средства и т.п.). Это объясняется тем, что характерная для ВИД дискретность работы при малом числе фаз в сочетании с нелинейностью магнитных характеристик чрезвычайно осложняют применение традиционных методик синтеза регуляторов для обеспечения необходимых показателей качества регулирования выходных координат электропривода (момента, скорости и т.д.).

Работа ВИД основана на дискретном переключении фазных обмоток в определенных положениях ротора, поэтому при обычных алгоритмах управления для них характерны значительные пульсации момента. Следовательно, для получения высоких регулировочных характеристик необходимо регули-

An algorithm for direct control of the torque of a converter-fed inductor motor is proposed, the use of which makes it possible to obtain essentially better performance characteristics of a converter-fed inductor drive. A procedure for determining the parameters of the speed controller in the two-loop structure of subordinated control with an inner loop for direct control of torque is developed.

Key words: electric drive, converter-fed inductor motor, control of torque

ровать не среднее, а мгновенное значение электромагнитного момента двигателя.

Одним из вариантов построения контура регулирования мгновенного момента ВИД с высокими показателями качества регулирования является использование нелинейных регуляторов с дополнительными обратными связями [1]. Однако практическая реализация такого подхода достаточно сложна, поскольку сопряжена с большим объемом вычислений в реальном времени.

Статья посвящена развитию метода прямого управления мгновенным моментом ВИД с качественными и количественными оценками предлагаемых решений.

Прямое регулирование момента ВИД (ПРМ). Такое управление моментом является аналогом известного способа управления асинхронными двигателями, для которых ПРМ является продолжением и развитием векторного подхода к построению систем управления. При синтезе систем управления ВИД по причине дискретной работы фаз и не-

линейности магнитных характеристик векторное представление величин, характеризующих состояние двигателя, неприемлемо. В ВИД потокосцепление и момент в отличие от асинхронных двигателей не могут управляться независимо, поэтому регулируемой величиной является только мгновенный электромагнитный момент M_S , определяемый суммой мгновенных моментов отдельных фаз двигателя M_ϕ .

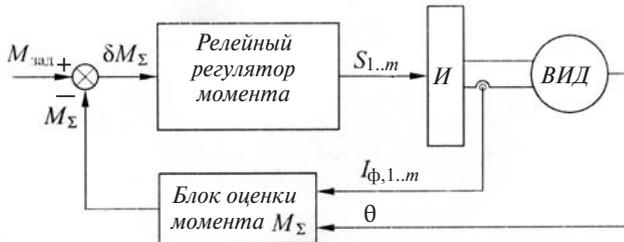


Рис. 1. Структурная схема системы прямого управления моментом ВИД

Типовая структурная схема системы прямого управления моментом m -фазного ВИД показана на рис. 1. Она включает блок оценки мгновенного значения суммарного момента M_S по его составляющим M_ϕ от каждой включенной в данный момент времени фазы двигателя и релейный цифровой регулятор момента, формирующий управляющие сигналы S_m на соответствующие ключи инвертора I в функции отклонения dM_S момента M_S от заданного значения $M_{зад}$. Мгновенные значения моментов M_ϕ обычно оцениваются по измеренным значениям фазных токов I_ϕ с учетом нелинейной характеристики $M_\phi(I_\phi, \varphi)$, где φ — угловое рассогласование полюсов статора и ротора, например, как предложено в [4, 5].

Из известных публикаций, посвященных прямому регулированию мгновенного момента ВИД M_S , заслуживает внимания работа [2]. В ней передача управления суммарным моментом от одной фазы к другой происходит за счет особого выбора зон гистерезиса соответствующих релейных элементов, однако обоснование их выбора не приводится. На приведенной в [2] осциллограмме видно, что на значительном интервале работы коммутируемые фазы ВИД находятся в короткозамкнутом состоянии, и поэтому темп изменения тока в них невелик. Как показали дополнительные исследования, это не позволяет полностью использовать возможности силового источника питания в формировании заданного значения момента M_S .

В [3] предложен алгоритм управления ВИД с формированием моментов включаемой $M_{вкл}$ и от-

ключаемой $M_{откл}$ фаз на этапе их переключения при максимальном использовании уровня напряжения силового источника питания $U_{пит}$. Однако в этом алгоритме используется преобразование сигналов от фазных моментов M_ϕ к фазным токам I_ϕ , что усложняет алгоритм. Рассчитываемое на модели напряжение отключаемой фазы U_ϕ , в функции которого происходит изменение режима управления, находится дифференцированием расчетных значений фазного потокосцепления Ψ . Управление по сигналу производной $\dot{\Psi}$ снижает помехоустойчивость алгоритма. Тем не менее, поскольку предложенный в [3] метод управления ВИД позволяет минимизировать требования к уровню запаса по напряжению источника питания, он положен в основу предлагаемого далее алгоритма прямого управления моментом ВИД.

Для регулирования момента M_S ВИД в соответствии с концепцией прямого управления моментом предлагается использовать алгоритм изменения фазного напряжения в виде $U_\phi = U_{пит} \text{sign}(dM_S)$. Для уменьшения частоты переключения ключей инвертора в алгоритм их переключения вводится зона гистерезиса шириной D_M . Кроме того, используется третье их состояние, когда фаза ВИД замкнута накоротко, т.е. $U_\phi = 0$. Таким образом, статическая характеристика релейного регулятора момента приобретает вид, показанный на рис. 2, где D_M — ширина зоны гистерезиса релейного элемента.

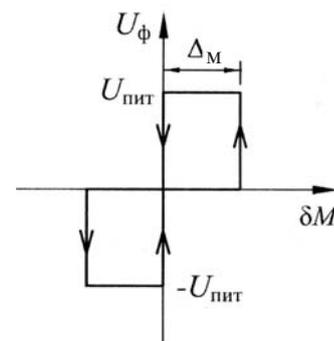


Рис. 2. Характеристика переключений релейного регулятора момента

На рис. 3 показано изменение основных величин ВИД при переключении двух смежных фаз в соответствии с предлагаемым алгоритмом. На начальном этапе коммутации в положении ротора $\varphi_{ком}$, которое определяется известными методами, например как предложено в [7], к включаемой фазе прикладывается неизменное напряжение источника питания $U_{пит}$. Суммарный момент M_S регулируется за счет соответствующего воздействия на

напряжение отключаемой фазы $U_{откл}$. Когда отключаемая фаза больше не в состоянии поддерживать момент M_S на заданном уровне (угловое положение q_{II} на рис. 3), напряжение на ней фиксируется на уровне $-U_{пит}$, а момент M_S регулируется за счет соответствующего изменения напряжения на включаемой фазе $U_{вкл}$. Следует отметить, что на рис. 3 напряжение на отключаемой фазе устанавливается на уровне $-U_{пит}$ немного раньше положения q_{II} . Это происходит из-за наличия зоны нечувствительности D_M (см. ниже алгоритм работы ключей фазы инвертора). Когда ток в отключаемой фазе снижается до нуля, момент M_S определяется моментом включаемой фазы. Далее цикл повторяется. Как видно, в любой момент времени регулирование происходит только в одной из фаз, к другой фазе при этом приложено неизменное напряжение амплитудой $U_{пит}$, что говорит о полном использовании источника питания по напряжению.

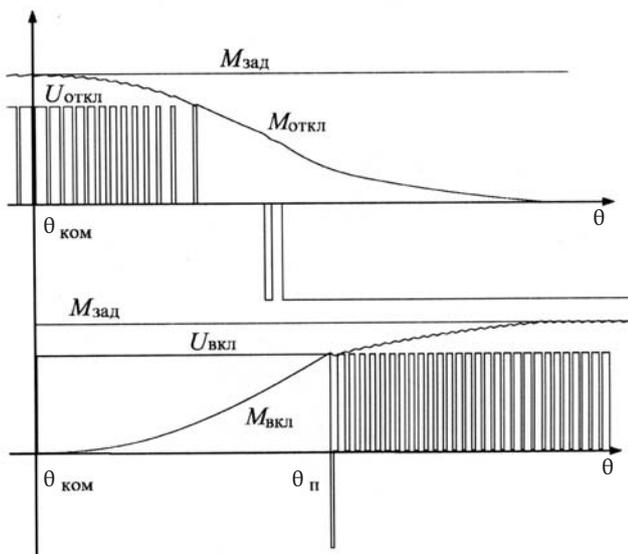


Рис. 3. Изменение моментов и напряжения на отключаемой и включаемой фазах

В качестве примера приведем алгоритм работы ключей одной из фаз инвертора в соответствии с его типовой схемой (рис. 4). Предположим, что в исходном состоянии значение момента M_S находится в пределах $[M_{зад} - D_M; M_{зад}]$, оба ключа инвертора $VS1$ и $VS2$ замкнуты и под действием напряжения источника питания $U_{пит}$ ток фазы $I_{ф}$ нарастает, что ведет к увеличению фазного $M_{ф}$ и суммарного M_S моментов. При $dM = 0$ отключается верхний ключ $VS1$, фазная обмотка оказывается замкнутой накоротко и ток $I_{ф}$, поддерживаемый ЭДС движения, снижается. Также снижаются значения моментов $M_{ф}$ и M_S . Когда отклонение момента M_S от заданного значения достигнет

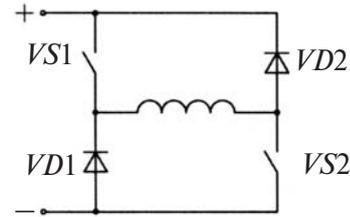


Рис. 4. Схема включения фазы

$dM = -D_M$, опять включится ключ $VS1$. В диапазоне $(0; D_M)$ сохраняется предыдущее состояние ключей.

Если при закороченной фазной обмотке темп снижения момента $M_{ф}$ недостаточен, т.е. абсолютное значение момента включающей фазы $M_{вкл}$ растет быстрее, чем снижается момент отключаемой фазы $M_{откл}$, момент M_S продолжает расти и достигает значения $M_{зад} + D_M$, тогда размыкается и нижний ключ $VS2$. Это приводит к тому, что к фазе прикладывается напряжение $-U_{пит}$, поэтому ток $I_{ф}$ и момент $M_{ф}$ начинают форсированно уменьшаться. Если момент M_S при выключенных ключах $VS1$ и $VS2$ выходит за верхнюю границу гистерезиса релейного элемента, то можно считать, что фаза исчерпала возможности по регулированию и управление передается смежной фазе (точка q_{II} на рис. 3).

Особенности работы ВИД при прямом управлении моментом. Для оценки эффективности работы предлагаемого алгоритма ПРМ использована имитационная модель электропривода на базе ВИД в среде MATLAB – SIMULINK [9]. Далее при обсуждении результатов моделирования переменные, помеченные звездочкой (*), представлены в относительной системе единиц. За базовое значение индуктивности фазы $L_{баз}$ принято, как обычно, ее значение в согласованном положении зубцов статора и ротора. Базовое значение углового интервала перемещения ротора $q_{баз}$ равно угловому интервалу перекрытия взаимодействующих зубцов статора и ротора. Базовое значение напряжения равно напряжению источника питания $U_{баз} = U_{пит}$, базовое значение фазного тока $I_{баз}$ равно его значению $I_{нас}$, при котором начинается локальное насыщение зубцов. Базовые значения других величин являются производными от $L_{баз}$, $q_{баз}$, $U_{баз}$ и $I_{баз}$.

К наиболее важным результатам исследований можно отнести следующее.

1. Для создания момента M_S на уровне среднего значения $M_{ср}$, развиваемого ВИД при традиционной прямоугольной форме напряжения на фазах без компенсации пульсаций момента и одиночной коммутации фаз, при ПРМ требуется дополнительное увеличение фазного напряжения. Для ВИД с типовыми параметрами это увеличение составляет

примерно 15–20%. При отсутствии такого увеличения в окрестности точки начала перекрытия зубцов ВИД может возникать ошибка регулирования момента из-за одновременного ограничения как $U_{\text{вкл}}$, так и $U_{\text{откл}}$ на уровне $U_{\text{пит}}$ по следующим причинам:

а) обычно при управлении ВИД стремятся поддерживать ток $I_{\text{ф}} = I_{\text{раб}} = \text{const}$ в большей части зоны перекрытия зубцов статора и ротора [8]. В первом приближении для этого необходимо выполнять условие $U_{\text{ф}} = \text{const}$. При этом среднее значение момента $M_{\text{ср}}$ превышает момент, развиваемый одной фазой на этом интервале $M_{\text{раб}}$ за счет увеличения момента на этапе коммутации (при условии перекрытия угловых зон создания двигательного момента на уровне номинального смежными фазами, что необходимо при прямом управлении моментом). Следовательно, если при регулировании момента на этапе коммутации фаз момент $M_{\text{с}}$ будет равен $M_{\text{раб}}$ на этапе работы одной фазы, то необходимо повышать значение $M_{\text{раб}}$ до уровня $M_{\text{ср}}$, что ведет к необходимости дополнительного повышения тока $I_{\text{ф}}$ и напряжения $U_{\text{ф}}$;

б) включаемая фаза развивает момент, меньший $M_{\text{раб}}$, даже после вхождения полюсов в зону перекрытия, чтобы компенсировать момент отключаемой фазы. В итоге, когда момент отключаемой фазы из-за уменьшения производной $(dL/dq)_{\text{откл}}$ начинает быстро падать, уровня напряжения $U_{\text{раб}}$ становится недостаточно для создания необходимого темпа нарастания тока и момента включаемой фазы, так как производная $(dL/dq)_{\text{вкл}}$ уже достигла максимума и значение ЭДС движения $E_{\text{дв}}$ слишком велико (момент и ЭДС движения фазы прямо пропорциональны значению производной dL/dq);

в) при одновременной работе трех смежных фаз ВИД в зоне высоких скоростей дополнительное повышение напряжения $U_{\text{ф}}$ необходимо для исключения провалов момента, когда на интервал работы n -й фазы приходится отрицательный импульс момента $(n-2)$ -й фазы (n – нумерация фаз в порядке их подключения).

Таким образом, можно сделать вывод, что эффективность предлагаемого алгоритма ПРМ зависит от уровня напряжения источника питания $U_{\text{пит}}$. Однако, поскольку задача снижения пульсаций момента наиболее актуальна при работе на средних и низких скоростях, реализуемых за счет снижения напряжения на фазе $U_{\text{раб}}$ по отношению к $U_{\text{пит}}$, дополнительного повышения напряжения $U_{\text{пит}}$ на практике обычно не требуется.

2. При высоких скоростях ВИД фактически исчезает участок автономной работы одной фазы [3].

На интервале работы фазы ЭДС движения превышает напряжение $U_{\text{пит}}$, поэтому возможности снижения пульсаций момента за счет изменения фазного напряжения практически отсутствуют.

Для иллюстрации данного явления на рис. 5 изображены типовые механические характеристики ВИД. Характеристике, изображенной штриховой линией, соответствует режим работы с постоянной мощностью [10], который можно реализовать при управлении средним значением момента $M_{\text{ср}}$. Максимальное значение момента M_{max} , развиваемого приводом при работе в зоне малых скоростей $w \ll w_{\text{баз}} = 1$, независимо от способа управления определяется значением максимального рабочего тока фазы. В зоне $w > w_{\text{баз}} = 1$ при ПРМ значение M_{max} существенно падает. Так, при скорости $w = 1,3w_{\text{баз}}$ момент снижается примерно в 10 раз, из чего следует, что в зоне высоких скоростей использование ПРМ нецелесообразно. Поэтому при работе ВИД в широком диапазоне изменения скорости необходимо использовать комбинированные алгоритмы, в которых ПРМ используется только в зоне низких и средних скоростей.

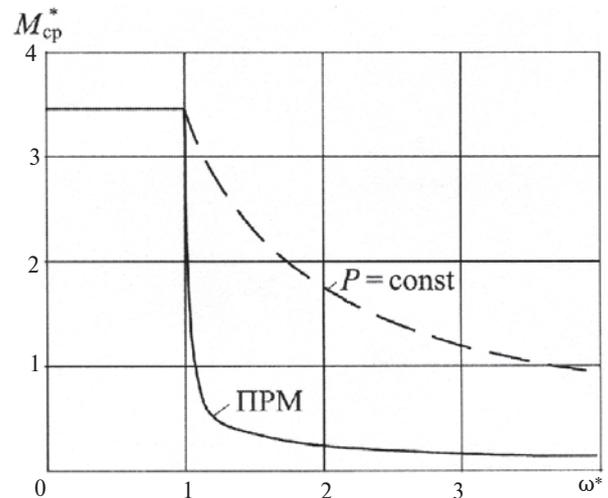


Рис. 5. Механические характеристики

3. Релейный регулятор обеспечивает максимально возможное быстродействие в контуре момента. В отличие от линейной системы, в которой запаздывание определяется только ее параметрами, здесь влияние оказывают также уровень питающего напряжения $U_{\text{пит}}$ и параметры рабочей точки ВИД (значения скорости, фазного тока, углового положения ротора). Если рассматривать переходный процесс при реакции ВИД на скачок задания по моменту не в функции времени, а в функции угла поворота ротора q , то можно заметить, что при любых условиях момент достигнет заданного значения в пределах q_{min} – минимального значения

угла, на который повернется ротор при последовательной коммутации двух смежных фаз.

Моделирование показало, что предлагаемый алгоритм ПРМ обладает преимуществами по сравнению с алгоритмом, предложенным в [2], в котором блок расчета углов коммутации работает независимо от релейного регулятора момента. В этом алгоритме могут возникать следующие ситуации:

а) *позднее отключение фазы*, при котором создается ситуация, описанная в п.1б). Как следствие, в кривой суммарного момента появляется провал (рис. 6,а). В новом алгоритме за счет своевременного отключения ($n-1$)-й фазы этап включения n -й фазы проходит на угловом интервале с меньшим значением ЭДС движения, что позволяет создать требуемый темп изменения момента включаемой фазы (рис. 6,б);

б) *преждевременное отключение фазы*, когда работающая фаза отключается раньше, чем следующая способна поддерживать суммарный момент на заданном уровне (из-за малого значения производной $dL/d\alpha$). Такая ситуация может возникнуть в случае, если зоны создания момента на уровне номинального у смежных фаз не перекрываются. В предлагаемом алгоритме ПРМ суммарный момент продолжает поддерживаться за счет момента отключаемой фазы до тех пор, пока момент во включаемой фазе не достигнет номинального значения (при этом возможен небольшой всплеск тока в конце цикла коммутации).

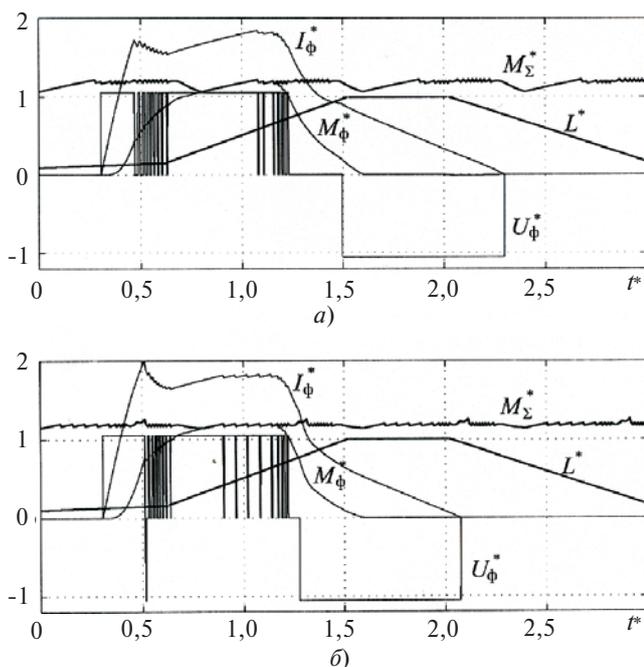


Рис. 6. Сравнение двух методов прямого регулирования момента (позднее отключение фазы): а – существующий алгоритм; б – предлагаемый алгоритм

Определение параметров регулятора скорости при прямом регулировании момента. По аналогии с широко используемым подчиненным регулированием координат в традиционных электроприводах систему управления ВИД с ПРМ целесообразно синтезировать в виде многоконтурной структуры, в которой она в зависимости от задач регулирования дополняется внешними контурами регулирования скорости, положения и т.д.

Рассмотрим особенности системы управления ВИД с внутренним контуром ПРМ и пропорциональным регулятором во внешнем контуре скорости. Как известно, в линейной системе параметры регулятора скорости зависят от быстродействия контура тока (момента). Контур регулирования момента ВИД нельзя представить в виде апериодического звена с эквивалентной постоянной времени, однако его быстродействие вполне определенным образом влияет на максимально допустимые значения коэффициента усиления регулятора скорости. Далее будем считать, что регулятор скорости должен обеспечивать максимальное быстродействие при линейном поведении системы.

Максимально возможный темп изменения момента зависит от многих переменных: частоты вращения, фазного тока, углового положения ротора, напряжения источника питания, а также от числа работающих фаз. Это следует из выражения производной фазного момента и уравнения электрического равновесия фазы [8]. В области высоких скоростей быстродействие контура момента снижается по мере приближения значения ЭДС движения к напряжению источника питания.

Имитационное моделирование показывает, что ограничения по быстродействию контура момента начинают проявляться при некотором предельном темпе увеличения задания по моменту, прежде всего в режиме локального насыщения фаз ВИД (рис. 7). Как видно, реальный темп изменения момента становится ниже заданного и, как следствие, возникает ошибка регулирования, которая периодически исчезает на этапе коммутации фаз, так как при работе двух смежных фаз имеются большие возможности для поддержания заданного темпа изменения суммарного момента.

Кроме того, существует ограничение темпа изменения момента при малом значении фазного тока, связанное с практически квадратичной зависимостью между фазным током и моментом (производная момента dM_ϕ/dt пропорциональна $I_\phi dI_\phi/dt$), которое проявляется лишь кратковременно и, как правило, не влияет на характер переходных процессов в целом.

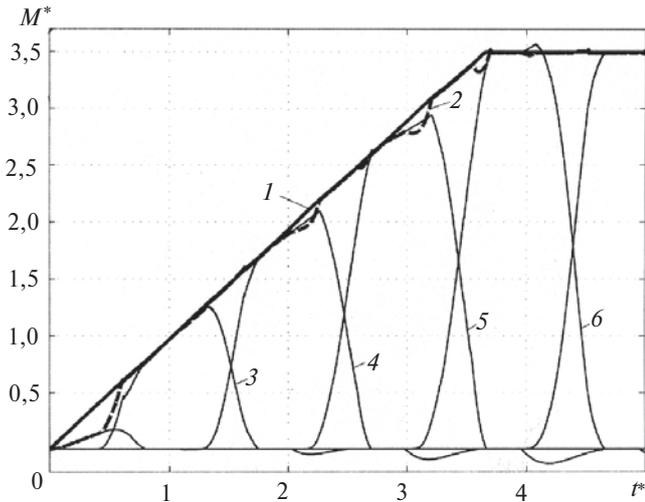


Рис. 7. Линейное нарастание задания момента при постоянной скорости ω : 1 – заданный момент; 2 – мгновенный суммарный момент; 3–6 – моменты фаз

Если темп изменения задания момента не превышает предельного значения на этапе работы одной фазы в режиме локального насыщения, то можно считать, что действительное значение момента равно его заданному значению, а контур момента представляет собой безынерционное звено.

Для упрощения анализа поведения замкнутой по скорости системы управления ВИД для предельного случая контур момента представим типовым нелинейным звеном «ограничение первой производной».

В результате получим структурную схему системы управления ВИД, изображенную на рис. 8 (1 – блок типа «ограничение первой производной»; $k_{p.c}$ – коэффициент усиления регулятора скорости; J – суммарный момент инерции, приведенный к валу двигателя).

Таким образом, если сигнал на выходе регулятора скорости не превышает некоторого предельного значения (dM_{ϕ} / dt)_{пред}, систему можно считать линейной.

На характер переходного процесса будет оказывать влияние вид как входного, так и возмущающе-

го воздействия. При скачке задания скорости $\omega_{зад}$ переходный процесс в такой структуре ни при каких условиях не будет линейным. При разгоне с постоянным ускорением значение $dM_{зад} / dt$ максимально в начальный момент времени и определяется только темпом изменения задания скорости $\omega_{зад}$ и значением коэффициента $k_{p.c}$. Система будет оставаться линейной, если

$$\frac{d\omega_{зад}}{dt} k_{p.c} < \frac{\partial dM_{\phi}}{\partial \omega} \frac{\ddot{\omega}}{\dot{\omega}_{пред}} \quad (1)$$

Самым неблагоприятным возмущающим воздействием является наброс нагрузки от 0 до некоторого значения $+M_{max}$, определяемого реальными ограничениями в приводе. Пусть требуется, чтобы переходный процесс при этом был линейным. Найдем из этого условия параметры регулятора скорости.

Исключив из схемы на рис. 8 блок 1, получим аperiodическое звено с постоянной времени:

$$T = J / k_{p.c} \quad (2)$$

Для аperiodического звена, представленного в виде пропорционального звена и интегратора, охваченных отрицательной обратной связью, первая производная от сигнала на выходе сумматора максимальна в начале переходного процесса при скачкообразном изменении сигнала перед интегратором (рис. 8). Ее значение в случае наброса нагрузки до M_{max} :

$$\frac{dM_{зад}}{dt} = \frac{M_{max}}{T}$$

или

$$\frac{dM_{зад}}{dt} = \frac{M_{max} k_{p.c}}{J} \quad (3)$$

Ограничивая коэффициент регулятора скорости значением $k_{p.c} = \frac{J}{M_{max}} \frac{\partial dM_{\phi}}{\partial \omega} \frac{\ddot{\omega}}{\dot{\omega}_{пред}}$, а также соблю-

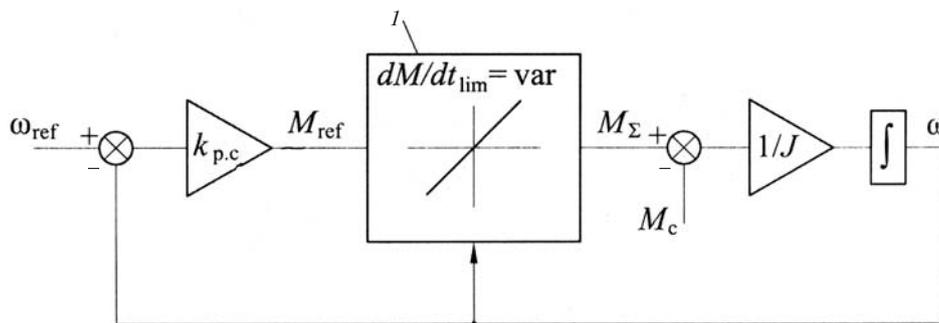


Рис. 8. Структурная схема ВИД при прямом регулировании момента

дая условие $\frac{dw_{зад}}{dt} k_{p.c} < \frac{\partial dM_{\phi}}{\partial \dot{\varphi}} \frac{\ddot{\varphi}}{\dot{\varphi}_{пред}}$, можно гаран-

тировать, что темп задания момента не превысит $\frac{\partial dM_{\phi}}{\partial \dot{\varphi}} \frac{\ddot{\varphi}}{\dot{\varphi}_{пред}}$ и поведение контура скорости останет-

ся линейным. Моделирование с помощью упрощенной модели, повторяющей структуру на рис. 8, показывает, что переходный процесс (как при набросе нагрузки, так и при скачке задания скорости) остается аperiодическим вплоть до значений

$$k_{p.c} = \frac{2J}{M_{max}} \frac{\partial dM_{\phi}}{\partial \dot{\varphi}} \frac{\ddot{\varphi}}{\dot{\varphi}_{пред}}. \text{ Более точные модели так-}$$

же подтверждают эти результаты.

Выведем выражение для расчета темпа изменения фазного момента на этапе работы фазы в режиме локального насыщения, используя кусочно-линейную аппроксимацию магнитных характеристик [9]. Это позволит рассчитывать dM_{ϕ} / dt , располагая только паспортными данными двигателя.

Из выражения для фазного момента в режиме локального насыщения, считая, что на этапе работы фазы производная фазной индуктивности $dL(q) / dq = const$, получаем

$$\frac{dM_{\phi}}{dt} = \frac{dL}{dq} I_{нас} \frac{dI_{\phi}}{dt}. \tag{4}$$

В режиме локального насыщения при $I_{\phi} > I_{нас}$

$$Y(I_{\phi}, q) = L(q)I_{нас} + L_{рас}(I_{\phi} - I_{нас}), \tag{5}$$

где $L_{рас}$ — индуктивность фазы в рассогласованном положении зубцов.

С учетом (4) получим выражение для производной фазного момента по времени:

$$\frac{dM_{\phi}}{dt} = \frac{dL(q)}{dq} I_{нас} \frac{U_{\phi} - I_{\phi} R_{\phi} - \frac{dL(q)}{dq} I_{нас} w}{L_{рас}}. \tag{6}$$

Из условий устранения пульсаций момента $U_{\phi} = (1,15, 1,2) \frac{dL(q)}{dq} I_{нас} w_{баз}$, поэтому значением $I_{\phi} R_{\phi}$ можно пренебречь, тогда

$$\frac{\partial dM_{\phi}}{\partial \dot{\varphi}} \frac{\ddot{\varphi}}{\dot{\varphi}_{пред}} = \frac{dL(q)}{dq} I_{нас} \frac{U_{\phi} - \frac{dL(q)}{dq} I_{нас} w}{L_{рас}}. \tag{7}$$

Таким образом, производная $\frac{\partial dM_{\phi}}{\partial \dot{\varphi}} \frac{\ddot{\varphi}}{\dot{\varphi}_{пред}}$ для

конкретного ВИД зависит только от фазного напряжения и скорости.

С учетом (7) значение коэффициента усиления регулятора скорости

$$k_{p.c} = \frac{2J}{M_{max}} \frac{dL(q)}{dq} I_{нас} \frac{U_{пит} - \frac{dL(q)}{dq} I_{нас} w}{L_{рас}}. \tag{8}$$

Из (8) следует, что коэффициент можно повышать с уменьшением скорости. Таким образом, можно при малых скоростях повышать быстродействие и статическую точность электропривода.

Если свойства синтезированной системы не удовлетворяют заданным требованиям на максимальной скорости, необходимо повышать напряжение питания.

При необходимости использования ПИ-регулятора скорости определение коэффициента усиления П-составляющей описано выше, а коэффициент усиления И-составляющей можно определить в зависимости от требуемого значения перерегулирования методами классической теории управления, используя структурную схему на рис. 8 без блока «ограничения производной», так как его влияние в данном случае несущественно.

Таким образом, можно считать, что при создании двухконтурной системы подчиненного регулирования с П-регулятором скорости система электропривода эквивалентна аperiодическому звену при значениях коэффициента регулятора скорости, не превышающих значения, определяемого по (8). Это обусловлено тем, что при плавном изменении заданного значения момента $M_{зад}$ запаздывание в контуре момента отсутствует. При скачке задания скорости действительное значение момента будет меньше заданного только кратковременно, что на дальнейшее развитие переходного процесса повлияет незначительно.

Выводы. 1. Прямое управление моментом ВИД позволяет улучшить характеристики вентильно-индукторного электропривода.

2. Степень компенсации пульсаций момента ВИД при прямом регулировании момента зависит от точности представления характеристики фазного момента $M_{\phi}(I_{\phi}, q)$, используемой в алгоритме управления, и от запаса по напряжению силового источника питания.

3. Для поддержания момента на том же уровне, что и при обычном управлении ВИД, прямое регулирование момента требует форсировки напряжения на 15—20%.

4. Работа прямого регулятора момента нецелесообразна в зоне высоких скоростей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Красовский А.Б., Кузнецов С.А. Особенности замкнутого управления моментом вентильно-индукторного электродвигателя. — Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Естественные науки, 2009, № 3(34).

2. **Inderka R.B., De Doncker R.W.** DITC – Direct instantaneous torque control of switched reluctance drives. – IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, vol. 39, № 4.
3. **Красовский А.Б., Бычков М.Г.** Исследование пульсаций момента в вентильно-индукторном электроприводе. – Электричество, 2001, № 10.
4. **Adrian David Cheok, Tan Siew Chong, Wang Zhongfang.** Real-time computer-based torque measurement of switched reluctance motors. – INT. J. Electronics, 2002, vol. 89, № 9.
5. **Kaewthai S., Kittiratsatcha S.A.** Torque estimation method for a switched reluctance machine. – IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2005, vol. 2.
6. **Hossain S.A., Husain I., Klode H. et al.** Four-quadrant and zero-speed sensorless control of a switched reluctance motor. – IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, vol. 39, № 5.
7. **Кузнецов С.А.** Учет нелинейных свойств вентильно-индукторных машин в алгоритмах управления. – Системы управления и информационные технологии, 2008, № 4 (34).
8. **Бычков М.Г.** Основы теории, управление и проектирование вентильно-индукторного электропривода. Автореф. дис.... докт. Техн. наук. – М.: МЭИ, 1999.
9. **Красовский А.Б., Кузнецов С.А., Трунин Ю.В.** Моделирование магнитных характеристик вентильно-индукторных машин. – Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Естественные науки, 2007, № 4 (27).
10. **Красовский А.Б.** Получение максимальной выходной мощности вентильно-индукторного электропривода средствами управления. – Электричество, 2002, № 9.

[11.09.12]

Авторы: Красовский Александр Борисович окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта Московского энергетического института в 1977 г. Докторскую диссертацию «Имитационные модели в теории и практике вентильно-индукторного электропривода» защитил в МЭИ в 2004 г. Профессор, заведующий кафедрой электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н.Э. Баумана.

Кузнецов Сергей Александрович окончил кафедру «Оборудование и технологии прокатки» Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана в 2006 г. Кандидатскую диссертацию «Разработка регулятора момента системы управления вентильно-индукторного двигателя» защитил в МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2010 г. Доцент кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н.Э. Баумана.