

А. Б. К р а с о в с к и й

**ВЛИЯНИЕ КОНФИГУРАЦИИ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ НА УСЛОВИЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ МОМЕНТА ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫХ МАШИН**

*Рассмотрены возможности учета режима работы при выборе конфигурации магнитной системы вентильно-индукторных электрических машин при комплексном проектировании электропривода. На базе результатов моделирования получены количественные оценки для сопоставления условий регулирования момента в машинах наиболее распространенных конфигураций 6/4 и 8/6 при обеспечении режима постоянства выходной мощности.*

Рациональное проектирование электропривода любого типа предполагает максимальное использование возможностей всех его элементов для обеспечения заданного режима работы. Это достигается при комплексном проектировании электрической машины, а также средств и алгоритмов управления. Однако проводимые в последние годы интенсивные исследования вентильно-индукторного электропривода (ВИП) касаются в основном оптимизации тех или иных показателей с предварительно выбранным двигателем, т.е. параметры двигателя неизменны, а необходимый эффект достигается лишь средствами управления [1–4].

Между тем, известно, что принципиальная особенность вентильно-индукторных машин (ВИМ) — это возможность на стадии проектирования в достаточно больших пределах изменять геометрические параметры магнитной системы (сочетания чисел полюсов на статоре и роторе и их относительные размеры), а также число фаз, что позволяет при обеспечении заданного режима работы ВИП соответствующим образом менять эти параметры, учитывая особенности конкретного применения.

Для наиболее общей характеристики геометрии магнитной системы ВИМ используют понятие конфигурации, которую обозначают как дробь, где в числителе — число зубцов статора  $N_S$ , а в знаменателе — число зубцов ротора  $N_R$ . Как правило, фазные катушки, размещенные на диаметрально расположенных полюсах статора, соединяются последовательно и число фаз обмотки в ВИМ  $m = N_s/2$ .

Возможные варианты конфигураций ВИМ рассмотрены в работе [5]. Наибольший практический интерес представляют трехфазные конфигурации 6/4 (рис. 1, *а*) и четырехфазные — 8/6 (рис. 1, *б*), а также их модификации с удвоенным числом полюсов статора и ротора — 12/8 и 16/12. Машины с удвоенным числом полюсов идентичны своим прототипам в электрическом аспекте, но имеют вдвое меньшую скорость вращения при одинаковой частоте коммутации. Далее рассматриваются только машины конфигураций 6/4 и 8/6.

На практике ту или иную конфигурацию ВИМ выбирают, основываясь на общих соображениях, иногда интуитивно, без количественной оценки возможностей машин при реализации заданного режима работы. Аналогично, относительные размеры полюсов и пазов статора и ротора для каждой из конфигураций ВИМ выбирают по неким усредненным рекомендациям, получаемым чаще всего из тех или иных конструктивных соображений (например, из условий рационального размещения намагничивающей обмотки и т.д.), но не учитывая особенностей конкретного режима работы привода. Именно такой подход к определению относительных размеров полюсов и пазов статора и ротора приведен в ряде работ, касающихся сопоставления различных свойств и характеристик машин конфигурации 6/4 и 8/6. В частности, в работе [6] сравниваются удельные массогабаритные показатели этих машин для некоторого расчетного (номинального) режима работы, а в работе [7] дана оценка возможностей ограничения пульсаций момента средствами управления.

Однако анализ наиболее предпочтительных применений ВИП показывает, что все режимы его работы можно условно разделить на две характерные группы. К первой группе относятся режимы, в которых требуется обеспечение максимальной мощности лишь в заданной рабочей точке (насосы, вентиляторы и т.п.). Ко второй группе относятся режимы работы ВИП, требующие реализации расчетного значения выходной мощности привода в некотором скоростном диапазоне (транспортные средства, металлообрабатывающие станки и т.п.). И в том, и в другом случае при проектировании ВИП желательно найти такие внутренние соразмерности ВИМ, которые при соответствующих алгоритмах управления позволят наиболее полно реализовать возможности ВИМ при обеспечении заданного режима работы привода.

Поэтому важно сопоставить ВИМ конфигураций 6/4 и 8/6 именно с позиций наилучшего формирования выделенных ранее групп режимов работы. Решение поставленной задачи применительно ко второй группе режимов представляется неоднозначным и поэтому менее очевидным. Для успешного решения задачи нужны достоверные количественные оценки возможностей регулирования момента в машинах

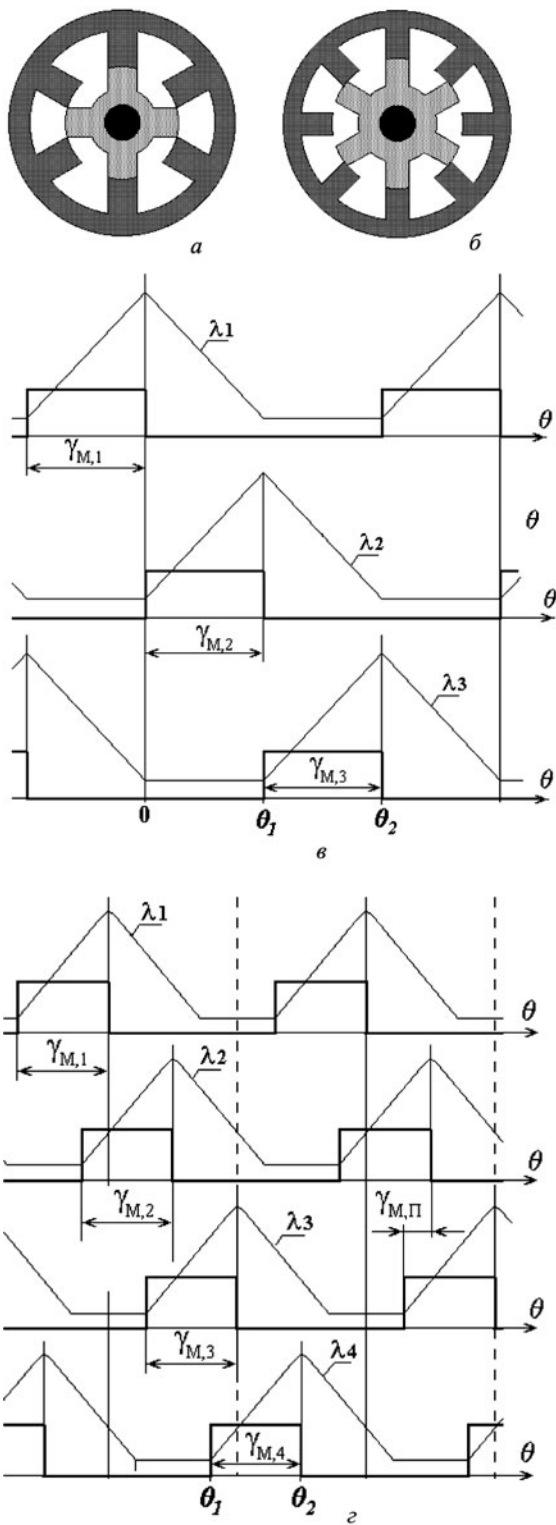


Рис. 1. Типовые варианты конфигураций магнитной системы ВИМ

разной конфигурации, например, для обеспечения режима постоянного выходной мощности. Поскольку эта проблема не нашла должного отражения в технической литературе, в настоящей статье делается попытка в какой-то степени восполнить этот пробел.

**Особенности регулирования момента ВИМ конфигураций 6/4 и 8/6.** Как известно, в общем случае выходной момент ВИМ определяется суммой моментов отдельных фаз, находящихся одновременно под током. При взаимном перемещении полюсов ротора относительно полюсов статора для каждой фазы последовательно чередуются интервалы перемещения, когда при протекании тока они способны развивать либо движущий, либо тормозящий момент, либо не развивают момента вовсе. Это обусловлено особенностями электромеханического преобразования энергии в ВИМ [5]. Поэтому для создания однонаправленного движущего электромагнитного момента токи фаз периодически коммутируют так, чтобы по возможности импульс фазного тока совпадал бы с интервалом движения, где магнитная проводимость соответствующей фазы возрастает.

Принципиальные различия в возможностях регулирования выходного момента ВИМ конфигураций 6/4 и 8/6 обусловлены разными угловыми размерами и разными взаимными смещениями зон, где каждая фаза может развивать движущий момент (т.е. отличием в периоде изменения и во взаимном расположении кривых магнитных проводимостей соседних фаз). Это наглядно видно из сопоставления рис. 1, *в* и *г*.

На рис. 1, *в* условно изображены кривые фазных проводимостей ( $\lambda_1 - \lambda_3$ ) в функции углового положения ротора  $\theta$  для ВИМ конфигурации 6/4, а на рис. 1, *г* аналогичные кривые ( $\lambda_1 - \lambda_4$ ) для ВИМ конфигурации 8/6. На этих же рисунках отмечены угловые зоны ( $\gamma_{M,1} - \gamma_{M,3}$ ) и ( $\gamma_{M,1} - \gamma_{M,4}$ ) соответственно, в пределах которых каждая фаза при наличии тока может создавать движущий момент.

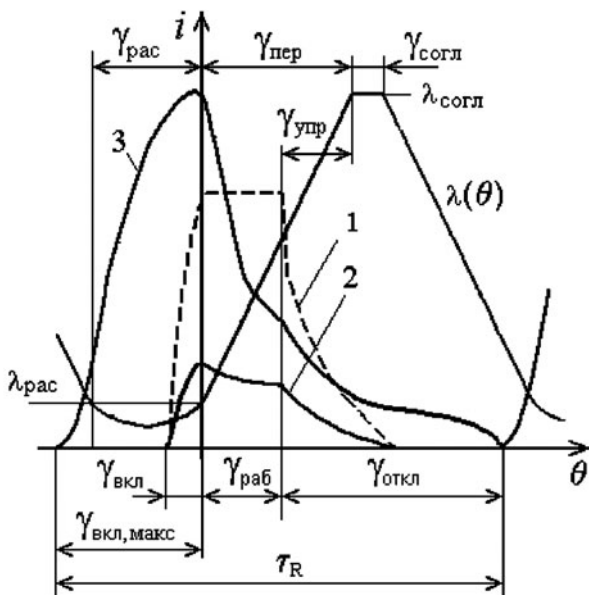
Как видно из рис. 1, *в*, у ВИМ 6/4 зоны создания двигательного момента отдельных фаз ( $\gamma_{M,1} - \gamma_{M,3}$ ) примыкают друг к другу, но не перекрываются. Именно поэтому для такой ВИМ возможна только одиночная коммутация фаз, т.е. под током может находиться только одна фаза. Это не только исключает возможность перекрытия кривых фазных моментов для увеличения среднего момента ВИМ, но и существенно усложняет проблему снижения пульсаций момента средствами управления за счет формирования соответствующих кривых фазных токов и моментов на интервалах включения и отключения смежных фаз [7].

Кроме того, для исключения значительных спадов кривых суммарного момента в этой машине отключать каждую фазу необходимо

максимально близко к согласованному положению соответствующих зубцов статора и ротора, т.е. практически исключается использование изменения момента отключения фазы как фактора воздействия на средний момент ВИМ.

Наоборот, из рис. 1, *г* видно, что у ВИМ 8/6 зоны создания двигательного момента ( $\gamma_{M,1} - \gamma_{M,4}$ ) перекрываются в пределах углового интервала  $\gamma_{M,п}$ , что дает возможность частично накладывать кривые фазных моментов соседних фаз и тем самым воздействовать на суммарный момент ВИМ, изменяя так называемый режим коммутации фаз (чередую одиночные и смешанные коммутации фаз). Такое управление в ряде случаев эффективно, поскольку позволяет изменять выходной момент ВИМ в некоторых пределах относительно простыми средствами при отсутствии жестких ограничений по уровню пульсаций момента.

Вместе с тем, имеются и менее очевидные различия в возможностях регулирования момента в ВИМ конфигураций 6/4 и 8/6. Это можно пояснить с помощью рис. 2, где показаны типовая кривая фазной проводимости  $\lambda(\theta)$  ВИМ и три кривых фазного тока  $i(\theta)$ . Известно, что в области относительно высоких скоростей  $\omega$  инвертор, коммутирующий фазные токи ВИМ, переходит в режим насыщения и к фазам прикладывается полное напряжение источника питания  $U$ . В этом диапазоне скоростей характер изменения фазного тока при неизменном моменте отключения фазы зависит только от момента ее включения и от соотношения между  $U$  и  $\omega$ .



**Рис. 2. Регулирование фазного тока ВИМ в области высоких скоростей**

Примем условно, что кривая 1 соответствует некоторому минимальному значению  $\omega$  из рассматриваемого диапазона при интервале включения фазы  $\gamma_{\text{вкл}}$  (угловой интервал  $\gamma_{\text{вкл}}$  отсчитывается от начала перекрытия взаимодействующих полюсов). С ростом  $\omega$  из-за возрастающей противо-ЭДС фазный ток ВИМ при неизменном интервале включения фазы быстро снижается (кривая 2). Это приводит к соответствующему уменьшению фазного и среднего моментов. Привод оказывается недоиспользованным по выходной мощности.

Для компенсации этого явления необходимо увеличение фазного тока с ростом скорости за счет упреждающего включения фазы (кривая 3) [4]. Далее рассмотрены особенности регулирования момента в ВИМ конфигурации 6/4 и 8/6 в области высоких скоростей.

В работе [3] показано, что благодаря прогрессирующему увеличению  $\gamma_{\text{вкл}}$  по мере роста скорости можно поддерживать амплитуду  $i(\theta)$  на уровне, обеспечивающем постоянство выходной мощности ВИМ или даже ее некоторое увеличение [4]. Максимальное значение интервала включения фазы  $\gamma_{\text{вкл, макс}}$  соответствует режиму граничной коммутации:

$$\gamma_{\text{вкл, макс}} + \gamma_{\text{раб}} + \gamma_{\text{откл}} = \tau_R, \quad (1)$$

где  $\tau_R = \frac{2\pi}{N_R}$  — полюсное деление ротора;  $\gamma_{\text{раб}}$  и  $\gamma_{\text{откл}}$  — длительности рабочего интервала фазы (интервала от начала перекрытия полюсов до момента подачи команды на отключение фазы) и отключения фазы (от момента подачи команды на отключение фазы до момента снижения тока до нуля). Заметим, что кривая 3 (см. рис. 2) как раз соответствует режиму граничной коммутации.

Сравнивая регулировочные возможности ВИМ конфигураций 6/4 и 8/6, сопоставляют диапазоны изменения скорости, в пределах которых реализуется один и тот же закон регулирования момента, в частности, обеспечивающий постоянство выходной мощности привода. Нелинейная зависимость интервала включения  $\gamma_{\text{вкл}}$  от скорости при этом режиме работы ВИМ затрудняет получение результата в общем виде. Покажем, что по этой же причине при сопоставлении доступных пределов изменения  $\gamma_{\text{вкл}}$  (при прочих равных условиях) не получают достоверной оценки пределов регулирования момента или мощности привода.

С учетом того, что в рассматриваемом диапазоне скоростей

$$\gamma_{\text{вкл}} + \gamma_{\text{раб}} = \gamma_{\text{откл}}, \quad (2)$$

получаем

$$\gamma_{\text{вкл, макс}} = \frac{\tau_R}{2} - \gamma_{\text{раб}}. \quad (3)$$

Выбрав в качестве базового углового интервала  $\gamma_{\text{пер}}$ , т.е. интервал перекрытия взаимодействующих полюсов, получим в относительных величинах

$$\gamma_{\text{вкл, макс}}^* = \frac{\tau_R}{2\gamma_{\text{пер}}} - \gamma_{\text{раб}}^* \quad (4)$$

Учитывая, что полюсное деление ротора  $\tau_R = 2\pi/N_R$ , а для обычных ВИМ длительность  $\gamma_{\text{пер}}$  в первом приближении можно принять равной половине полюсного деления статора  $\tau_S = 2\pi/N_S$ , имеем

$$\gamma_{\text{вкл, макс}}^* = \frac{N_S}{N_R} - \gamma_{\text{раб}}^* \quad (5)$$

У ВИМ 6/4 с типовыми параметрами, чтобы исключить значительные спады кривой суммарного момента, фазы отключают примерно с 25 %-ным упреждением относительно начала перекрытия полюсов. Как показано в работе [3], режим постоянства выходной мощности у ВИМ 8/6 наилучшим образом реализуется при упреждении отключения фазы, примерно соответствующем режиму одиночной коммутации на границе насыщения машины, что при типовых параметрах соответствует примерно 45 %-ному упреждению отключения фазы. Присвоив условно индекс “1” ВИМ 6/4, а индекс “2” соответственно ВИМ 8/6, при принятых допущениях находим

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{вкл, макс, 1}}^* &= \frac{6}{4} - 0,75 = 0,75, \\ \gamma_{\text{вкл, макс, 2}}^* &= \frac{8}{6} - 0,55 = 0,78. \end{aligned}$$

Как видно, значения  $\gamma_{\text{вкл, макс}}^*$  у ВИМ 6/4 и 8/6 примерно одинаковы. Чтобы оценить, в какой степени это сказывается на диапазоне изменения скорости с постоянной выходной мощностью, учитывая нелинейность процессов в ВИМ, используют математическое моделирование.

Для этой цели создана имитационная модель ВИП в среде MATLAB-SIMULINK с возможностью имитации различного пространственного сдвига полюсов ВИМ [8, 9]. Модель позволяет в удобной форме задавать параметры и регистрировать изменение всех основных переменных, характеризующих работу ВИМ, в том числе фазных токов  $I_{\phi}(\theta)$ , моментов  $M_{\phi}(\theta)$ , суммарного мгновенного  $M_{\Sigma}$  и среднего  $M_{\text{ср}}$  моментов.

**Результаты моделирования.** Исследования на модели показали, что различия в периоде изменения и во взаимном расположении кривых  $\lambda(\theta)$  соседних фаз ВИМ конфигураций 6/4 и 8/6 и связанные с этим различия в ориентации импульсов фазного тока относительно

кривых  $\lambda(\theta)$  соответствующим образом проявляются на характере изменения  $M_\phi(\theta)$  и  $M_\Sigma(\theta)$ . Это приводит к тому, что при одинаковых интервалах  $\gamma_{\text{вкл}}$  и прочих равных условиях средний момент ВИМ в них может заметно отличаться.

Для получения количественных оценок условно примем, что сравниваемые ВИМ 6/4 и 8/6 имеют одинаковые воздушные зазоры. Главные размеры и геометрические параметры полюсов выбраны так, что кривые  $\lambda(\theta)$  каждой машины характеризуются одинаковыми значениями магнитных проводимостей в рассогласованном  $\lambda_{\text{рас}}$  и согласованном  $\lambda_{\text{согл}}$  положениях полюсов, а также одинаковой протяженностью зоны их перекрытия  $\gamma_{\text{пер}}$ . Тогда обеспечивается равенство отношения  $d\lambda/d\theta$  на линейных участках кривых  $\lambda(\theta)$  (в зоне частичного перекрытия зубцов). В результате получаем, что кривые  $\lambda(\theta)$  ВИМ 6/4 и 8/6 различаются только протяженностью участка в зоне рассогласованного положения зубцов  $\gamma_{\text{рас}}$  (см. рис. 2).

При сравнении ВИМ будем использовать относительные единицы при одинаковых для обеих машин базовых значениях переменных. За базовое значение момента примем

$$M_{\text{баз}} = M_{\text{нас}} = \frac{1}{2}(Iw)_{\text{нас}}^2 \frac{\lambda_{\text{согл}}}{\gamma_{\text{пер}}} \frac{K_\lambda - 1}{K_\lambda}, \quad (6)$$

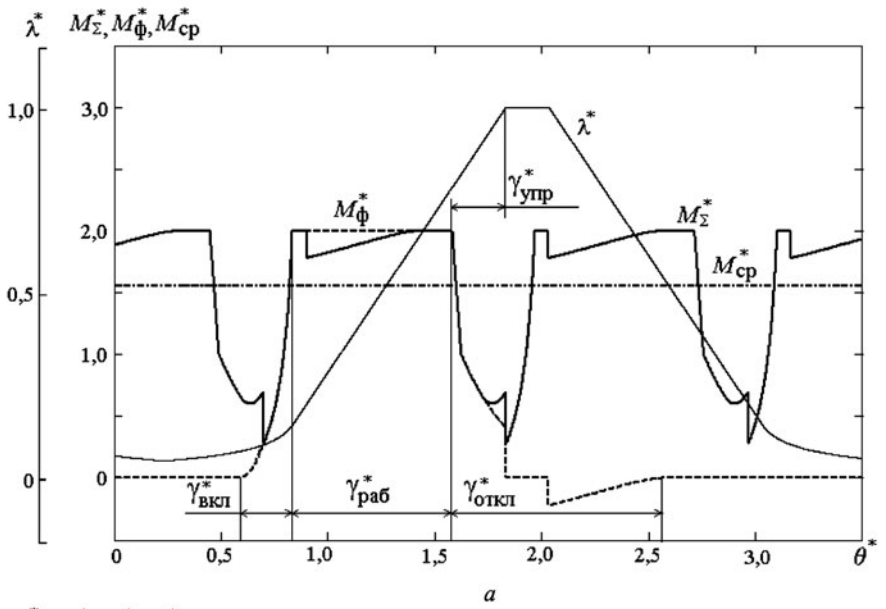
где  $I_{\text{нас}}$  — ток, при котором наступает локальное насыщение взаимодействующих зубцов;  $w$  — число витков фазы;  $K_\lambda = \lambda_{\text{согл}}/\lambda_{\text{рас}}$ . Базовое значение угловой координаты равно длительности интервала  $\gamma_{\text{пер}}$ . Базовое значение скорости

$$\omega_{\text{баз}} = \frac{U \gamma_{\text{пер}} K_\lambda}{I_{\text{нас}} w^2 \lambda_{\text{согл}} (K_\lambda - 1)}, \quad (7)$$

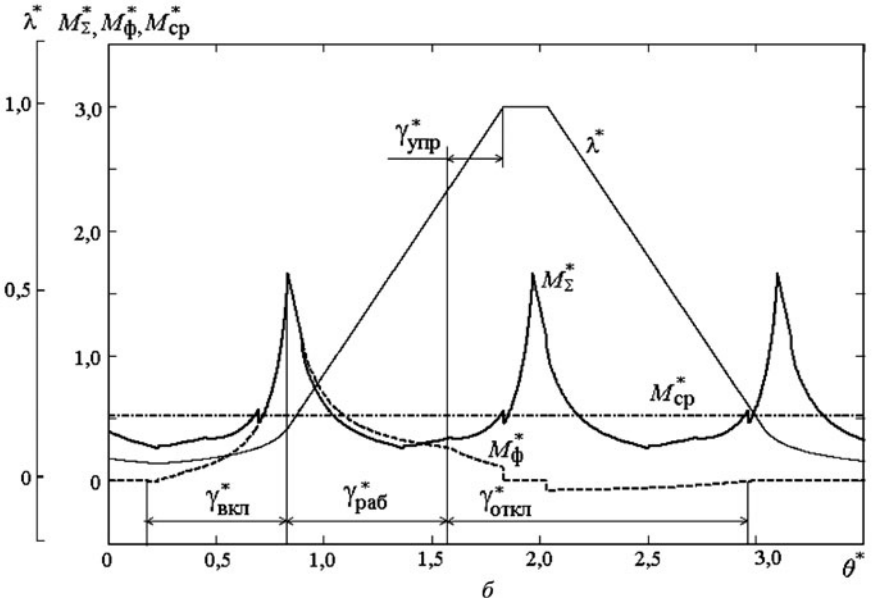
где  $U$  — амплитуда напряжения на фазе.

Для обеих машин примем типовые параметры:  $K_\lambda = 7$ ;  $\gamma_{\text{рас}}^* = 1,0$  для ВИМ 6/4 и  $\gamma_{\text{рас}}^* = 0,8$  для ВИМ 8/6. Интервал упреждения отключения ВИМ 6/4 выберем  $\gamma_{\text{упр}}^* = 0,25$ , а ВИМ 8/6 —  $\gamma_{\text{упр}}^* = 0,45$ . Будем считать, что у обеих машин ширина полюсов ротора больше ширины полюсов статора на 20%, поэтому в кривых  $\lambda(\theta)$  имеется горизонтальный участок на уровне  $\lambda_{\text{согл}}$  протяженностью  $\gamma_{\text{согл}}^* = 0,2$ . В качестве примера на рис. 3, а и б показаны полученные в результате моделирования в относительных единицах кривые фазного  $M_\phi^*$ , суммарного мгновенного  $M_\Sigma^*$  и среднего  $M_{\text{ср}}^*$  моментов в функции относительной угловой координаты  $\theta^*$  для ВИМ 6/4 при двух значениях скорости  $\omega^* = 1$  и 3. На рис. 3, в и г показаны аналогичные кривые для ВИМ 8/6.





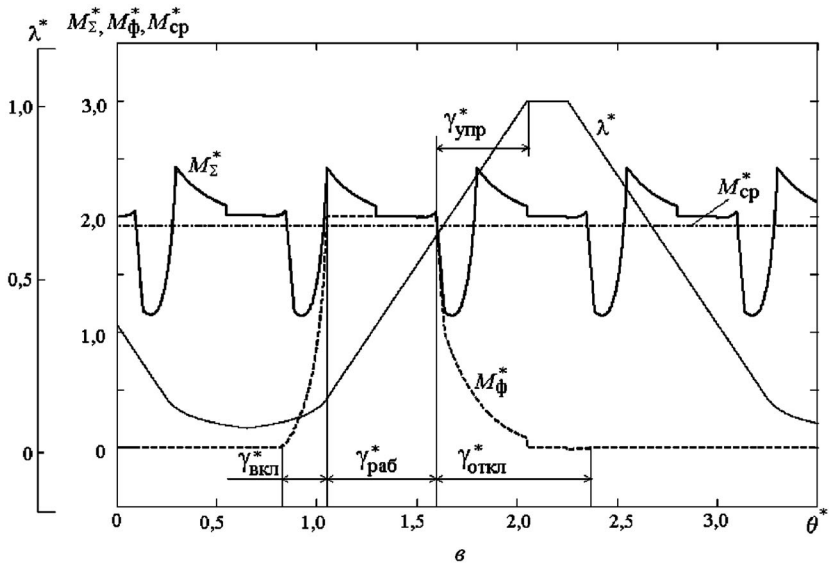
a



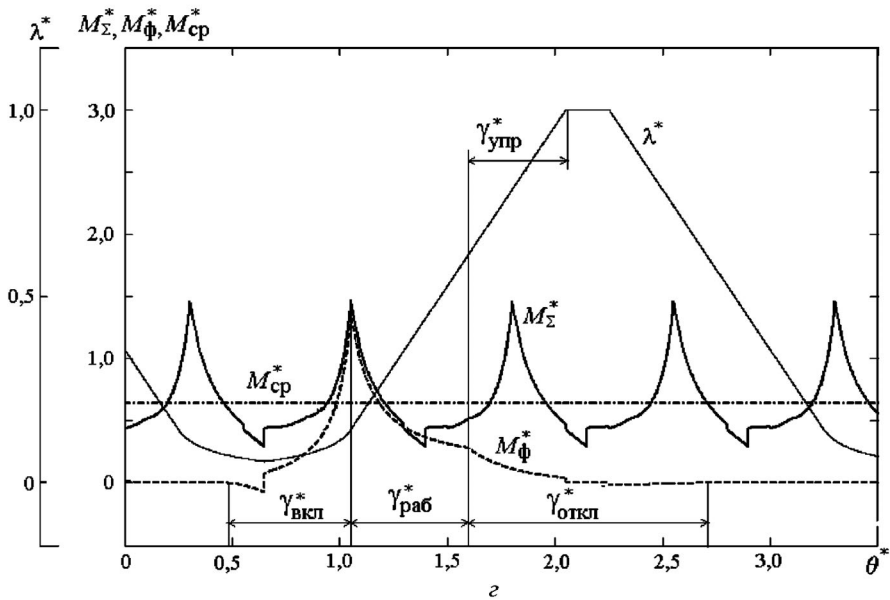
б

Рис. 3 (Начало). Характер изменения момента ВИМ конфигурации 6/4 (а, б) и 8/6 (в, з) при различной скорости  $\omega^* = 1$  (а, в) и  $\omega^* = 3$  (б, з)

При скорости  $\omega^* = 1$  интервал включения фаз обеих машин принят равным  $\gamma_{\text{вкл}}^* = 1,5 / (K_\lambda - 1) = 0,25$ , что соответствует коэффициенту локального насыщения  $K_{\text{нас}} = 1,5$ . При этом средний момент ВИМ 6/4  $M_{\text{ср}}^* = 1,568$ , а ВИМ 8/6  $M_{\text{ср}}^* = 1,918$ . При выбранных условиях коммутации кривые  $M_\phi^*$  ВИМ 8/6 имеют частичное перекрытие, в отличие от ВИМ 6/4, где такого перекрытия практически нет (сравните рис. 3, а и в). Поэтому  $M_{\text{ср}}^*$  ВИМ 8/6 примерно на 22 % больше, чем  $M_{\text{ср}}^*$  ВИМ 6/4. Эти значения момента примем за исходные, отно-



а



б

Рис. 3 (Окончание)

сительно которых рассматриваются условия обеспечения постоянства выходной мощности в зависимости от роста скорости.

Обратим внимание на изменение знака  $M_\phi^*$  ВИМ 6/4 на заключительном этапе отключения (см. рис. 3, а), что свидетельствует о переходе ВИМ в генераторный режим. В отличие от этого, отключение фазы ВИМ 8/6 практически полностью проходит в двигательном режиме работы с положительным моментом (см. рис. 3, б). Кроме того, из рисунков видно, что кривая  $M_\Sigma^*$  ВИМ 8/6 имеет заметно меньшие пульсации, чем кривая  $M_\Sigma^*$  ВИМ 6/4. Обратим внимание и на то,

что наблюдаются значительные спады кривой  $M_{\Sigma}^*$  ВИМ 6/4. Это при прочих равных условиях ухудшает условия пуска ВИМ 6/4. Следует также особо отметить, что для обеих машин рассматриваются наиболее реальные условия коммутации, которые, в силу указанных причин, обуславливают неравенство их средних моментов.

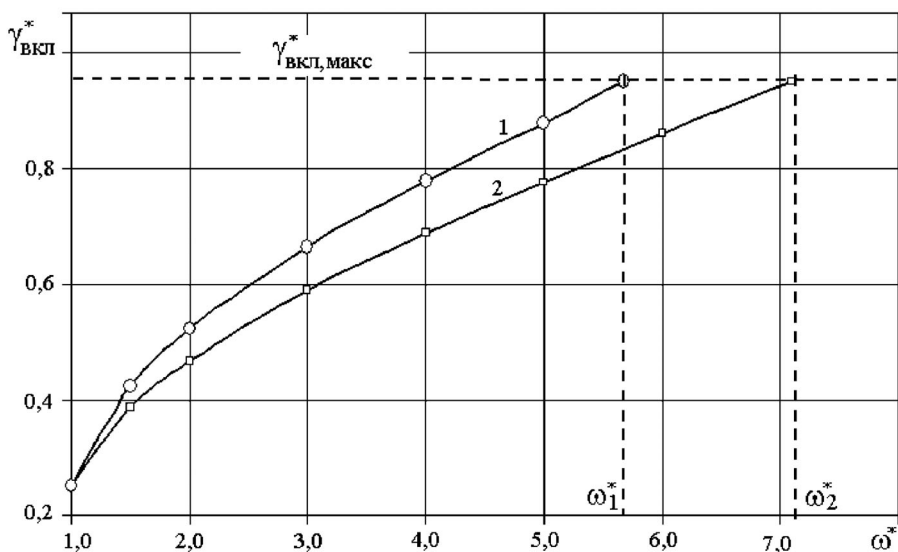
Моделирование показало, что с увеличением скорости до  $\omega^* = 3$  для обеспечения постоянства выходной мощности ВИМ 6/4 необходимо увеличить интервал включения ее фаз до значения  $\gamma_{\text{вкл}} = (1,5 \times 2,67)/(K_{\lambda} - 1) = 0,67$ , а для ВИМ 8/6 интервал включения должен составлять  $\gamma_{\text{вкл}}^* = (1,5 \times 2,36)/(K_{\lambda} - 1) = 0,59$ . Откуда следует, что кратность увеличения интервала включения  $\gamma_{\text{вкл}}^*$  ВИМ 6/4 теперь уже больше, чем ВИМ 8/6 в 1,14 раза. Чтобы объяснить это расхождение обратимся к рис. 3, б и г. Увеличение  $\gamma_{\text{вкл}}^*$ , как видно из этих рисунков, при неизменном значении  $\gamma_{\text{раб}}^*$  приводит к увеличению длительности интервала отключения  $\gamma_{\text{откл}}^*$ . Отключение обеих машин частично проходит в зоне тормозного момента. Однако для ВИМ 8/6 незначительный отрицательный фазный момент  $M_{\phi}^*$  развивается лишь на заключительном этапе отключения, когда фаза уже практически отключена (см. рис. 3, г).

У ВИМ 6/4 бóльшая часть этапа отключения приходится на генераторный режим (см. рис. 3, б) и доля отрицательного фазного момента  $M_{\phi}^*$  существенно больше. Как следствие, для его компенсации требуется увеличение положительной составляющей момента фазы  $M_{\phi}^*$  за счет соответствующего увеличения интервала ее включения  $\gamma_{\text{вкл}}^*$ . Обратим также внимание на то, что кривая  $M_{\Sigma}^*$  ВИМ 6/4 при этом значении скорости имеет примерно на 30 % бóльшую амплитуду пульсаций.

Дополнительные эксперименты на модели показали, что указанные тенденции расхождения необходимых интервалов включения  $\gamma_{\text{вкл}}^*$  для обеспечения режимов постоянства выходной мощности у ВИМ 6/4 и ВИМ 8/6 с ростом скорости сохраняются вплоть до режима граничной коммутации, ограничивающего пределы увеличения  $\gamma_{\text{вкл}}^*$  для каждой из машин. Это подтверждает рис. 4, где кривая 1 отражает характер изменения  $\gamma_{\text{вкл}}^*$  в функции скорости  $\omega^*$  для ВИМ 6/4, а кривая 2 — соответственно для ВИМ 8/6.

Максимальные значения  $\gamma_{\text{вкл}}^*$  для обеих ВИМ при принятых условиях совпадают и составляют 0,95, однако, режим граничной коммутации ВИМ 6/4 наступает при скорости  $\omega_1^* = 5,7$ , а ВИМ 8/6, соответственно, при  $\omega_2^* = 7,1$ . Отсюда следует, что при оговоренных ранее условиях возможный диапазон изменения скорости с постоянством выходной мощности у ВИМ 8/6, примерно, на 25 % больше, чем у ВИМ 6/4.

Если же в качестве исходной точки сравнения регулировочных возможностей ВИМ 6/4 и 8/6 взять точку с одинаковыми средними мо-



**Рис. 4.** Зависимости длительностей интервалов включения от скорости для ВИМ конфигурации 6/4 и 8/6

ментами (для этого необходимо увеличить интервал упреждения отключения ВИМ 8/6 до значения  $\gamma^*_{\text{упр}} = 0,574$ ), то преимущества ВИМ 8/6 будут более заметными. Так при  $\omega^* = 3$  необходимый для поддержания постоянства выходной мощности интервал включения ВИМ 8/6 сокращается до  $\gamma^*_{\text{вкл}} = 0,54$ , что меньше, чем у ВИМ 6/4 при той же скорости уже в 1,24 раза. Соответственно, значение интервала включения фазы, при котором наступает режим граничной коммутации у ВИМ 8/6, возрастает до  $\gamma^*_{\text{вкл, макс}} = 1,075$ , а максимальное значение скорости увеличивается до  $\omega^* = 10,7$ . В результате диапазон изменения скорости с постоянством выходной мощности у ВИМ 8/6 дополнительно возрастает, примерно, в 1,5 раза и становится больше, чем у ВИМ 6/4 уже почти в 1,9 раза. Однако в этом случае, с точки зрения выходной мощности, ВИМ 8/6 будет использована не полностью.

**Выводы.** 1. Различия в возможностях формирования момента ВИМ конфигурации 6/4 и 8/6 обусловлены разными периодами изменения и взаимными расположениями кривых магнитных проводимостей  $\lambda(\theta)$  соседних фаз в них и связанными с этими различиями в ориентации зон создания фазами двигательного момента. Это приводит к тому, что при одинаковых интервалах включения фаз  $\gamma_{\text{вкл}}$  и прочих равных условиях средний момент этих ВИМ может заметно отличаться.

2. При типовых параметрах, одинаковом профиле фазной проводимости в зоне частичного и полного перекрытия зубцов и при одинаковом допустимом диапазоне изменения интервала включения фаз

ВИМ конфигурации 8/6 имеет преимущество перед ВИМ конфигурации 6/4 по реализуемому диапазону изменения скорости в режиме постоянства выходной мощности, примерно, на 25 %.

3. При дополнительном 20 %-ном снижении выходной мощности ВИМ конфигурации 8/6 это преимущество увеличивается примерно до 90 %.

4. При повышенных требованиях к реализуемым диапазонам изменения скорости с регулированием момента и мощности при прочих равных условиях следует отдавать предпочтение ВИМ конфигурации 8/6.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бычков М. Г. Оптимизация режимов вентильно-индукторного электропривода средствами управления // Вестник МЭИ. – 1998. – № 3. – С. 73–81.
2. Дроздов П. А. Разработка новых алгоритмов управления вентильно-индукторных электроприводов. / Автореферат дис. . . канд. техн. наук, М.: МЭИ, 2002. – 20 с.
3. Красовский А. Б. Анализ условий формирования постоянства выходной мощности в вентильно-индукторном электроприводе // Электричество. – 2002. – № 2. – С. 36–46.
4. Красовский А. Б. Получение максимальной выходной мощности вентильно-индукторного электропривода средствами управления // Электричество. – 2002. – № 9. – С. 29–36.
5. Miller T. J. E. Switched Reluctance Motors and Their Control. – Oxford : Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993. – 205 p.
6. Бычков М. Г., Сусс Р и а х С а м и р. Расчетные соотношения для определения главных размеров вентильно-индукторной машины // Электротехника. – 2000. – № 3. – С. 15–19.
7. Красовский А. Б., Бычков М. Г. Исследование пульсаций момента в вентильно-индукторном электроприводе // Электричество. – 2001. – № 10. – С. 33–44.
8. Красовский А. Б. Применение имитационного моделирования для исследования вентильно-индукторного электропривода // Электричество. – 2003. – № 3. – С. 35–45.
9. Красовский А. Б. Базовая имитационная модель вентильно-индукторного электропривода // Системы управления и информационные технологии. – 2004. – № 3. – С. 13–17.

Статья поступила в редакцию 25.04.2005



Александр Борисович Красовский родился в 1954 г., окончил в 1977 г. Московский энергетический институт. Д-р техн. наук, профессор кафедры “Электротехника и промышленная электроника” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор около 70 научных работ в области дискретного электропривода.

A. B. Krasovskiy (b. 1954) graduated from the Moscow Institute for Power Engineering in 1977. D. Sc. (Eng.), professor of “Electrical Technology and Industrial Electronics” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 70 publications in the field of discrete electrical drives.