

ФОРМИРОВАНИЕ ТРАЕКТОРИИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ФАЗНЫХ ОБМОТОК ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Васильев Л.А., Мнускин Ю.В.

Донецкий государственный технический университет

Yuri@mn.dc.donetsk.ua

The problems of shaping current in windings of phases switched reluctance motor (SRM) are considered with the purpose of a diminution of pulsing and magnification of average value of a torque. The mathematical model SRM and power converter is circumscribed, in which the parameters of an experienced sample SRM are incorporated. The conclusions about features of shaping of a current on low and high angular speeds are made.

Электропривод с вентильно-реактивным двигателем (ВРД) является одним из наиболее перспективных видов электропривода, это подтверждают результаты исследований, выполненных в последние годы различными авторами. Имея высокие регулировочные свойства, привод с ВРД обладает большей надежностью в сравнении с коллекторным приводом постоянного тока и превосходит по КПД асинхронный привод с частотным регулированием [1].

К существенным недостаткам привода с ВРД относят повышенные вибрации вследствие значительных пульсаций электромагнитных сил и повышенный акустический шум. Для их уменьшения предложены разные конструктивные решения: выполнение неравномерного или ступенчатого воздушного зазора; исполнение ВРД с двумя статорами, сдвинутыми на половину зубцового деления (аналогично двухстаторному шаговому двигателю); установка резиновых колец между сердечником статора и корпусом и др. Эти решения усложняют конструкцию ВРД, ухудшают технологичность его изготовления, а эффективность их недостаточна, поскольку они направлены на устранение следствия, а не причины.

Более радикальной мерой является уменьшение пульсаций электромагнитного момента, а также пульсаций радиальных сил магнитного притяжения за счет снижения скорости нарастания и спада тока в обмотке статора. Однако снижение скорости нарастания тока уменьшает средние значения тока и вращающего момента, особенно в области высоких частот вращения, снижение же скорости спада тока ведет к возникновению тормозных моментов и необходимости опережающего отключения фазы, при котором также уменьшаются средние значения тока и момента двигателя [2].

Таким образом, получение высокого значения электромагнитного момента ВРД при минимальном уровне его пульсаций является важной задачей, решение которой позволит улучшить эксплуатационные характеристики электропривода. Проанализируем возможность уменьшения пульсаций электромагнитного момента, вызывающих вибрацию вала двигателя, путем формирования его характеристики.

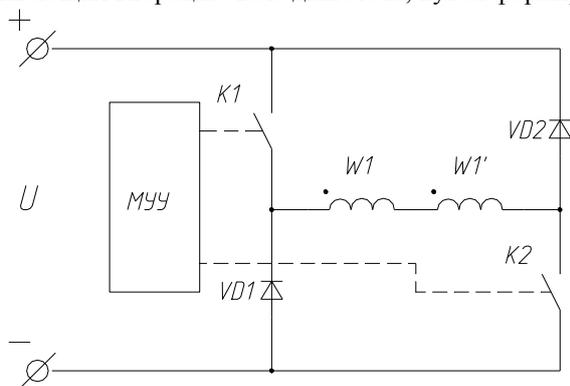


Рисунок 1 – Схема подключения фазы ВРД

Воспользуемся математической моделью ВРД с силовым преобразователем (СП), составленной для схемы подключения фазы двигателя, показанной на рис. 1, где обозначено: МУУ – микропроцессорное устройство управления, $W1$ и $W1'$ – полуобмотки фазы.

Рабочий цикл коммутации каждой фазы состоит из следующих интервалов:

- нарастание тока от 0 до значения, определяемого уставкой токоограничения или параметрами переходного процесса (открыты электронные ключи $K1$, $K2$);
- плавное спадание тока после достижения значения, соответствующего насыщению магнитной системы (открыт ключ $K1$, обратный диод $VD2$ или $K2$, $VD1$);
- быстрое спадание тока до 0, завершающее цикл

коммутации фазы (открыты обратные диоды $VD1$, $VD2$). Интервал (б) может отсутствовать, если не достигается насыщение магнитной цепи или не используется токоограничение.

Преобразование энергии в одной фазе ВРД отражается дифференциальным уравнением:

$$U = i(\theta) \cdot R + \omega \cdot W^2 \cdot \left[\Lambda(\theta) \cdot \frac{di(\theta)}{d\theta} + i(\theta) \cdot \frac{d\Lambda(\theta)}{d\theta} \right], \quad (1)$$

где U – напряжение, приложенное к фазной обмотке; $i(\theta)$ – ток фазы; R – активное сопротивление цепи; ω – угловая скорость ротора; W – число витков фазной обмотки; $\Lambda(\theta)$ – проводимость магнитной цепи; θ – угловая координата ротора.

При анализе реальная кривая намагничивания стали представлена идеализированной зависимостью, состоящей из линейного участка и участка насыщения с индукцией $B_{нас}$. Магнитная проводимость стали учтена использованием экспериментальной зависимости $\Lambda(\theta)$, аппроксимированной в виде кусочно-линейной функции с большим количеством участков. На i -м участке аппроксимации проводимость $\Lambda(\theta)$ описывается выражением:

$$\Lambda(\theta) = \Lambda_{li} \cdot \left[1 + \left[\frac{\Lambda_{2i} - \Lambda_{li}}{\Lambda_{li}} - 1 \right] \cdot \frac{\theta - \theta_{li}}{\theta_{2i} - \theta_{li}} \right],$$

где Λ_{li} , θ_{li} – проводимость и угловая координата в начале участка аппроксимации; Λ_{2i} , θ_{2i} – проводимость и угловая координата в конце участка аппроксимации.

При этом минимальная проводимость Λ_{min} соответствует положению ротора “зубец против впадины”, а максимальная проводимость Λ_{max} – положению “зубец против зубца”.

Расчет фазного тока и момента сводится к определению этих величин для каждого интервала коммутации и каждого участка аппроксимации проводимости магнитной цепи двигателя $\Lambda(\theta)$ по методу припасовывания [3] с учетом работы всех фаз.

После включения фазы на интервале коммутации (а) при $\Lambda(\theta) = \Lambda_{min}$ решением уравнения (1) является:

$$i_{(a)}(\theta) = \frac{U}{R} + \left(I_{вкл} - \frac{U}{R} \right) \cdot e^{-\frac{(\theta - \theta_{вкл}) \cdot R}{\omega \cdot W^2 \cdot \Lambda_{min}}},$$

где $I_{вкл}$, $\theta_{вкл}$ – начальные значения тока и угла включения.

На интервале коммутации (а) и i -м участке аппроксимации $\Lambda(\theta)$ фазный ток изменяется по следующему закону:

$$i_{(a)}(\theta) = c_i \cdot (b_i + \theta)^{-a_i} + I_{узм_i},$$

где

$$a_i = 1 + \frac{(\theta_{2i} - \theta_{li}) \cdot R}{\omega \cdot W^2 \cdot (\Lambda_{2i} - \Lambda_{li})}; \quad b_i = \frac{\Lambda_{li} \cdot (\theta_{2i} - \theta_{li})}{\Lambda_{2i} - \Lambda_{li}} - \theta_{li}; \quad c_i = \frac{I_{li} - I_{узм_i}}{(b_i + \theta_{li})^{-a_i}};$$

$$I_{узм_i} = \frac{U \cdot (\theta_{2i} - \theta_{li})}{\omega \cdot W^2 \cdot (\Lambda_{2i} - \Lambda_{li}) + R \cdot (\theta_{2i} - \theta_{li})};$$

I_{li} – значение тока в начале i -го участка.

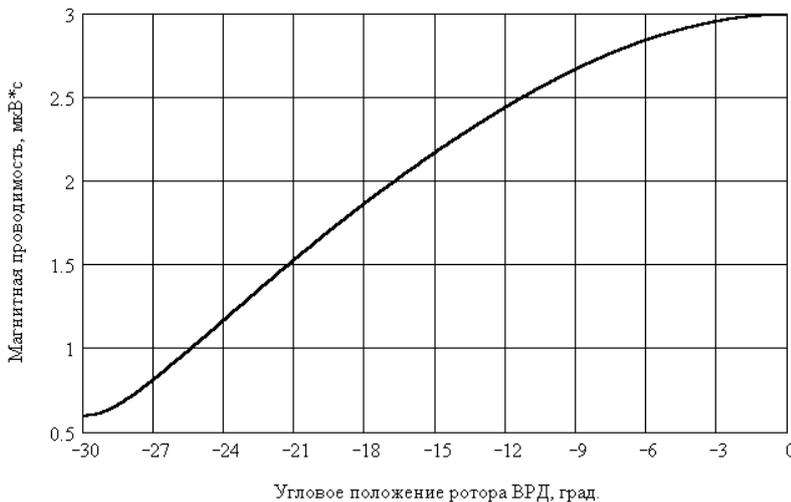


Рисунок 2 – Экспериментальная зависимость $\Lambda(\theta)$

Анализ переходных процессов тока и момента выполнен для экспериментального образца ВРД, имеющего: $P_{ном} = 10$ кВт, $M_{ном} = 155$ Н·м, $n_{ном} = 615$ об/мин, $U_{ном} = 130$ В, четырехфазную обмотку с $W = 35$ витков, уложенную на восьми полюсах статора, и шестиполюсный ротор. Экспериментально полученная зависимость $\Lambda(\theta)$ показана на рис. 2.

Если поставить условие неизменности момента в пределах зубцового деления, то можно определить оптимальный закон формирования фазного тока:

Если при некотором положении ротора фазный ток достигает значения тока насыщения $I_{нас}$, то ВРД переключается на интервал коммутации (б). В этом случае решение уравнения (1) на i -м участке аппроксимации $\Lambda(\theta)$ имеет вид:

$$i_{(б)}(\theta) = I_{li} \cdot \left[\frac{b_i + \theta}{b_i + \theta_{li}} \right]^{-a_i}.$$

На интервале (в) и i -м участке аппроксимации $\Lambda(\theta)$ фазный ток

$$i_{(в)}(\theta) = c_i \cdot (b_i + \theta)^{-a_i} - I_{узм_i}.$$

При протекании тока в обмотке фазы создается электромагнитный момент

$$M(\theta) = \frac{(i(\theta) \cdot W)^2}{2} \cdot \frac{\partial \Lambda(\theta)}{\partial \theta}.$$

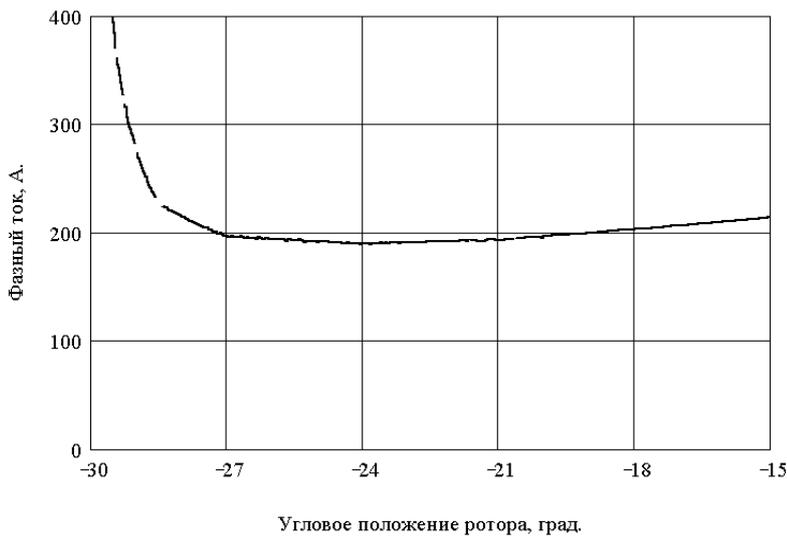
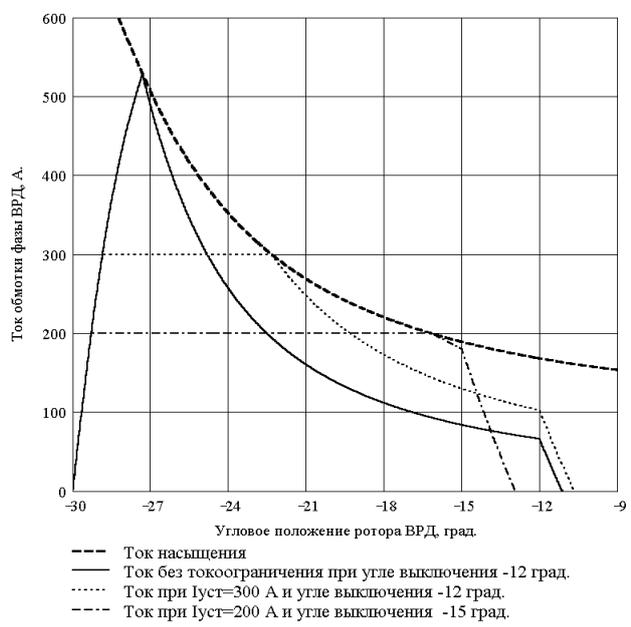


Рисунок 3 – Оптимальный фазный ток

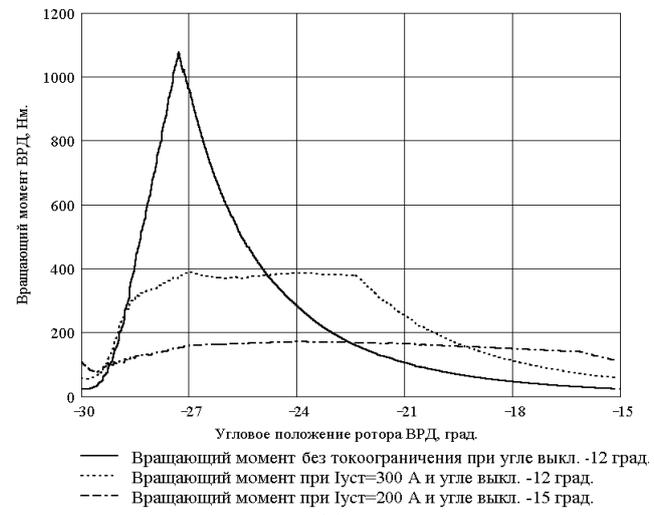
$$i(\theta)_{opt} = \frac{I}{W} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot M}{\frac{\partial \Lambda(\theta)}{\partial \theta}}}$$

На рис. 3 изображена полученная кривая оптимального тока при работе одной фазы для момента, равного $M_{ном}$. Можно отметить, что для получения электромагнитного момента с малыми пульсациями, достаточно поддерживать практически неизменный ток в обмотке фазы на большей части зубцового деления, и только на начальном участке работы фазы желательно обеспечить импульс тока с большой амплитудой.

Графики зависимостей для фазного тока и момента показаны на рисунках 4-7. При низких угловых скоростях время нарастания и спадания фазного

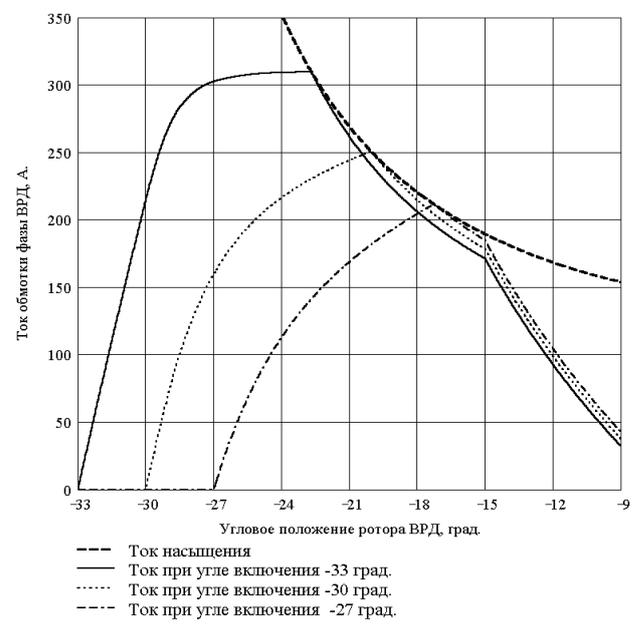


(а)

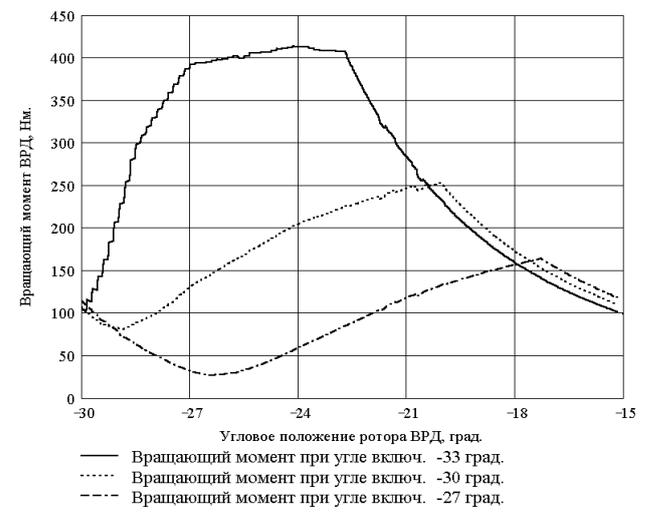


(б)

Рисунок 4 – Ток (а) и момент (б) при низкой частоте вращения



(а)



(б)

Рисунок 5 – Ток (а) и момент (б) при средней частоте вращения

тока составляет малую часть периода коммутации, ток может достигать большой величины и имеет остроконечную форму. Это приводит к уменьшению среднего значения момента и повышенным его пульсациям, вследствие чего при работе на низких угловых скоростях необходимо использовать токоограничение по принципу релейной стабилизации. Тогда форма тока приблизится к прямоугольной (рис. 4а), и пульсации момента уменьшатся (рис. 4б).

Опережающее включение на низкой частоте вращения не дает существенной прибавки среднего значения момента и увеличивает потери в обмотке. В то же время, с точки зрения получения меньших пульсаций момента выгодно выключение тока с запаздыванием по отношению к углу включения следующей фазы ($\theta = -15^\circ$). Таким образом, за счет совместной работы двух фаз выравнивается значение момента на начальном участке после включения фазы. С увеличением уставки токоограничения возрастает среднее значение момента, одновременно увеличиваются его пульсации.

При увеличении угловой скорости уменьшается промежуток времени, соответствующий работе одной фазы, и время нарастания и спада фазного тока составляет значительную его часть (рис. 5а). При этом становится целесообразным использовать опережающее включение фазы, позволяющее существенно повысить среднее значение момента. Это объясняется тем, что достигается большее значение тока и улучшается заполнение токовой диаграммы. В то же время, включение фазы с задержкой значительно снижает среднее значение момента, не улучшая уровень пульсаций (рис. 5б).

С увеличением частоты вращения снижается скорость спада тока в обмотке фазы после начала отключения, поэтому нет необходимости задерживать отключение предыдущей фазы. Спадание тока в предыдущей работавшей фазе происходит одновременно с нарастанием тока в возбужденной фазе; моменты, создаваемые ими, накладываются, следовательно, увеличивается средний момент ВРД, уменьшаются пульсации момента. Таким образом, при увеличении частоты вращения введение опережающего угла включения наряду с уменьшением скорости спада тока при отключении фазы дает возможность улучшить характеристику вращающего момента. Для реализации такой возможности необходимо сформировать участок с неизменным значением магнитной проводимости, что можно достигнуть, если изготовить полюс статора ВРД более узким, чем полюс ротора.

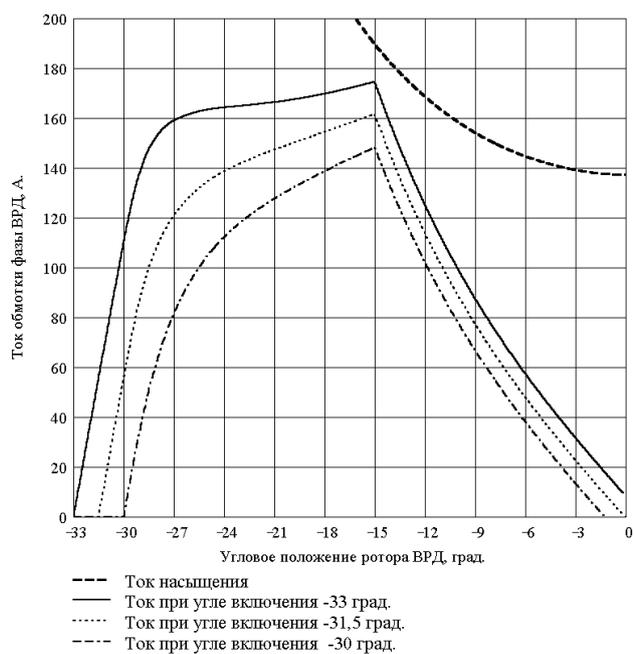
При номинальной частоте вращения (рис. 6 а, б) ВРД работает на ненасыщенном участке кривой намагничивания, средние значения тока и момента уменьшаются при относительно низком уровне пульсаций момента. Чтобы увеличить вращающий момент в этих условиях, целесообразно использовать схемы СП с вольтодобавкой, позволяющих сформировать импульс тока в соответствии с рис. 3. На высоких частотах вращения может возникнуть необходимость в опережающем отключении фазы во избежание появления тормозных моментов.

Регулирование частоты вращения ВРД можно осуществить изменением времени протекания тока в обмотке фазы по принципу широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [4]. Регулирование здесь достигается за счет изменения среднего значения тока. Очевидно, что использование ШИМ значительно усиливает пульсации электромагнитного момента, и при жестких требованиях к уровню пульсаций неприемлемо. На рис. 7а показана возможность регулирования частоты вращения с помощью изменения уставки токоограничения. При таком способе регулирования значительно уменьшаются пульсации электромагнитного момента ВРД (рис. 7б), обеспечивается защита элементов СП от недопустимых значений токов. Следует заметить, что этот способ обеспечивается за счет усложнения устройства управления и повышения требований по быстродействию к элементам СП.

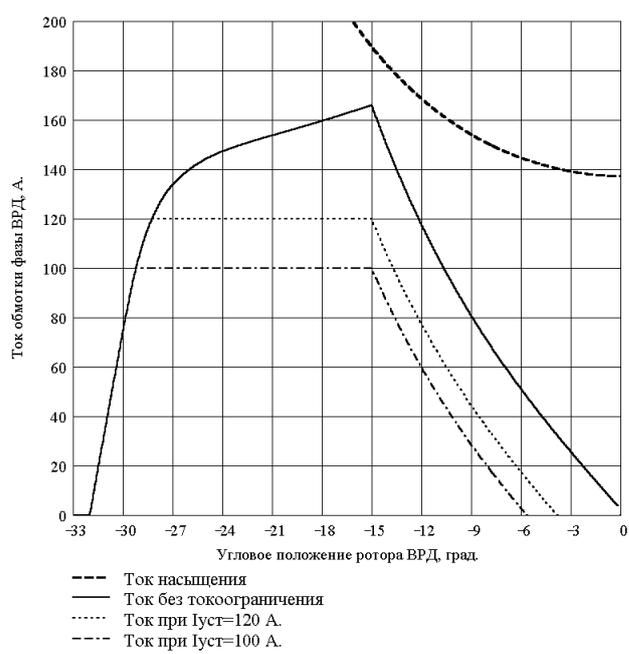
Проведенные в работе теоретические исследования и результаты математического моделирования показывают, что существует возможность уменьшения пульсаций момента за счет формирования специальной формы тока в обмотке фазы. Следовательно, алгоритм управления, обрабатываемый МУУ, должен соответствовать частоте вращения ротора ВРД. Современные возможности микропроцессорной техники позволяют реализовать сложные алгоритмы управления с введением обратных связей по частоте вращения и току фазы. В то же время возможности уменьшения пульсаций момента при большом среднем значении ограничены вследствие нелинейности кривой намагничивания, что особенно проявляется на низких частотах вращения. В связи с этим особую важность приобретают вопросы рационального выбора уставки токоограничения, чтобы обеспечить приемлемые пульсации момента и тепловые потери в фазных обмотках.

На низких частотах вращения уменьшение пульсаций вращающего момента связано с уменьшением его среднего значения, что существенно в переходных режимах. Поэтому алгоритм управления приводом должен обеспечивать возможность получения наибольшего электромагнитного момента в переходных режимах, особенно при пуске, и минимальных пульсаций момента в установившихся режимах работы.

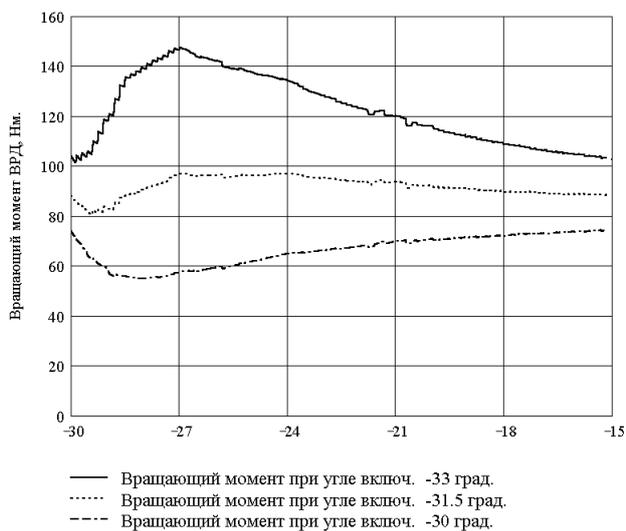
В данной работе кривая намагничивания магнитной цепи представлена упрощенно в виде двух участков. Более точные результаты могут быть получены при аппроксимации кривой намагничивания большим числом участков. Однако, полученные закономерности дают качественное и достаточно полное представление о характере переходных процессов в вентильно-реактивном приводе, принципах регулирования и основных требованиях к системе управления.



(a)

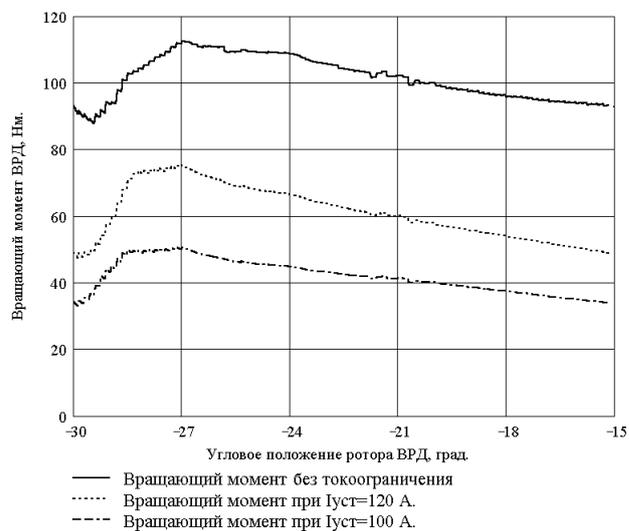


(a)



(б)

Рисунок 6 – Ток (а) и момент (б) при высокой частоте вращения



(б)

Рисунок 7 – Ток (а) и момент (б) при высокой частоте вращения

ЛИТЕРАТУРА

1. Гаинцев Ю.В. Ещё раз о вентильно-индукторном электроприводе. //Электротехника, 1998, №6, с. 25-27.
2. Бычков М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электроприводе. //Электричество, 1997, №6, с.35-44.
3. Замкнутые системы преобразования электрической энергии. \под ред. д-ра техн. наук В.Я. Жуйкова. Киев, «Техника»,1989. Братислава, «Альфа», 1989. –320 с.
4. Дудник М.З., Васильев Л.А., Демченко Г.В., Мнускин Ю.В. Цифровая система управления реактивного вентильного двигателя. //Труды ДонГТУ. Серия: электротехника и энергетика. Вып. 2. Донецк, 1998, с.195-198.

**THE SHAPES OF TRAJECTORY OF SWITCHING PHASES WINDINGS
FOR SWITCHED RELUCTANCE MOTOR**

L. Vasilyev, Y. Mnuskin