

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКАЯ АНАЛОГИЯ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Толмачев С.Т., д.т.н., проф., Власенко В.А., асп., Тытюк В.К., к.т.н., доц., Тытюк П.В., инж.

Криворожский технический университет

ул. XX Партсъезда, 11, 50027, г. Кривой Рог, Украина

Бердай Абдельмажид, докт. филос., ас. проф.

Национальный институт электромеханики (НИЭ) университета Хасана II

Касабланка, Марокко

Обосновано существование электромеханической аналогии между ВИД и ДПТ последовательного возбуждения, приведена методика расчета параметров эквивалентного ДПТ.

Ключевые слова: вентильно-индукторный двигатель, аналогия, параметры схемы замещения.

Введение. Вентильно-индукторный привод известен своими преимуществами, среди которых основными являются простота конструкции, низкая себестоимость, высокая надежность, высокая регулировочная способность, благодаря чему он успешно конкурирует с более распространенными типами электроприводов [1].

Анализ предыдущих исследований. Математическое моделирование вентильно-индукторного двигателя (ВИД) является основным средством его исследования и проектирования. Наиболее простым и доступным способом моделирования ВИД является использование теории электрических цепей [2]. Однако использование данного метода предусматривает большой объем работ по подготовке схем замещения и их расчета, особенно при учете неоднородности распределения поля, нелинейного и анизотропного характера магнитной системы. Наиболее точными и универсальными методами расчета электрических машин есть полевые методы [3]. При этом они имеют довольно сложный математический аппарат, и их использование в чистом виде для анализа динамических процессов является затруднительным. Комбинированные методы, сочетающие простоту методов электрических цепей с высокой точностью и универсальностью полевых методов, являются наиболее перспективными. В случае ВИД комбинированный метод моделирования предусматривает расчет статического электромагнитного поля с дальнейшим использованием полученных результатов в системе дифференциальных уравнений, описывающих динамику электропривода.

Цель работы. Разработка методики комбинированного моделирования вентильно-индукторного привода на основе классических уравнений электрических машин с использованием полевого анализа магнитной системы. Разработка математической модели ВИД предполагает аналогии приведение на основе к модели двигателя постоянного тока последовательного возбуждения с целью упрощения проектирования замкнутых систем управления электроприводом.

Материал и результаты исследования. Как и для всех разновидностей электрических машин, система уравнений, описывающих вентильно-индукторный двигатель, состоит из уравнений

электрического равновесия всех обмоток электрической машины и уравнения движения ротора.

Уравнение электрического равновесия статорной обмотки ВИД записывается следующим образом:

$$U = iR + \frac{\partial \Psi}{\partial t}, \quad (1)$$

где U – напряжение питания.

Потокосцепление обмотки k многообмоточной электрической машины равняется

$$\Psi_k = L_k i_k + \sum_{j=1, j \neq k}^N M_{jk} i_j, \quad (2)$$

где L_k – собственная индуктивность обмотки; M_{jk} – взаимная индуктивность фаз j и k .

Так как в режиме симметричной одиночной коммутации фазные токи на временной диаграмме пересекаются незначительно, то вторым слагаемым уравнения (2) для определенных соотношений нагрузки двигателя и числа статорных обмоток можно пренебречь. В таком случае потокосцепление обмотки будет полностью определяться её собственной индуктивностью.

Поскольку индуктивность обмотки ВИД зависит от углового положения ротора относительно рассматриваемой обмотки $L_s = L_s(\theta, i)$, то уравнение (2) можно записать в следующем виде:

$$u = Ri + \frac{\partial \Psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Psi}{\partial q} \frac{dq}{dt} = Ri + L_\partial(q, i) \frac{di}{dt} + w \frac{\partial L_c(q, i)}{\partial q} i, \quad (3)$$

или

$$u = Ri + \frac{\partial L_c(q, i)}{\partial q} w i + \left(\frac{\partial L_c(q, i)}{\partial i} i + L_c(q, i) \right) \frac{di}{dt} \quad (4)$$

где

$$L_\partial(q, i) = \frac{\partial \Psi(q, i)}{\partial i}, \quad (5)$$

$$L_c(q, i) = \frac{\Psi(q, i)}{i}, \quad w = \frac{dq}{dt}$$

соответственно динамическая, статическая индуктивности и угловая скорость ротора.

Пренебрегая различием между статической и динамической индуктивностью, уравнение электрического равновесия фазы ВИД принимает следующий вид:

$$u = iR + L(q, i) \frac{di}{dt} + \frac{\partial L(q, i)}{\partial q} i \omega \quad (6)$$

Уравнение (6) по своей структуре идентично известному уравнению электрического равновесия якорной цепи двигателя постоянного тока (ДПТ) последовательного возбуждения [4]:

$$u = iR + L \frac{di}{dt} + k\Phi(i) \omega \quad (7)$$

Для ДПТ последовательного возбуждения коэффициент потока связан с током якоря через кривую намагничивания. На линейном участке кривой намагничивания (пренебрегая насыщением) для ДПТ последовательного возбуждения можно считать, что $k\Phi = \gamma i$.

Основным отличием уравнений ВИД от соответствующих уравнений ДПТ является зависимость индуктивности фазы и коэффициента потока, который определяет противо-э.д.с. и электромагнитный момент двигателя, от углового положения ротора.

Поэтому весьма важной задачей является установление характера и параметров зависимости индуктивности фазы от углового положения ротора. В настоящее время для определения этой зависимости используются численные методы моделирования электромагнитного поля [3].

В качестве объекта моделирования был использован ВИД со следующими типоразмерами и характеристиками: материал МС – сталь марки 3405; конфигурация магнитной системы – 6/4; внешний диаметр статора, мм – 194; внутренний диаметр статора, мм – 100; длина активной стали, мм – 180; толщина основания статора, мм – 19; высота полюса статора, мм – 28,5; высота зубца ротора, мм – 23,5; зазор, мм – 0,5; угол полюса статора – 31°; угол зубца ротора – 32,5°; диаметр вала, мм – 28; количество витков на фазу – 172; номинальная мощность, кВт – 3,5; номинальная частота вращения, об/мин – 1500; напряжения питания, В – 480; номинальный ток статора, А – 12,4.

По результатам моделирования поля МС классической конструкции с конфигурацией 6/4 была рассчитана зависимость индуктивности статора от углового положения ротора (рис. 1). Данная зависимость была получена при номинальном значении тока статорной обмотки. В реальных условиях индуктивность статорной обмотки L зависит также и от значения тока $L = L(\theta, i)$, что обусловлено нелинейностью кривой намагничивания стали.

Для аппроксимации полученных зависимостей использован гармонический анализ. Так как полученная зависимость $L(\theta)$ является четной функцией угла поворота ротора, то в разложении в ряд Фурье этой функции будут отсутствовать синусные составляющие:

$$L(q) = L_0 + \sum_{i=1}^{\infty} b_i \cdot \cos(iq), \quad (8)$$

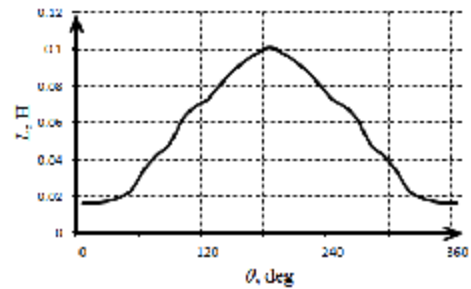


Рисунок 1 – Зависимость индуктивности от положения ротора ВИД

Числовые результаты гармонического анализа приведены в табл. 1.

Таблица 1 - Результаты гармонического анализа зависимости индуктивности от углового положения ротора

Номер гармоники	b_i	Номер гармоники	b_i
0	0,0521	5	-0,0001
1	-0,0406	6	0,0002
2	0,0021	7	0,0002
3	0,0003	8	-0,0005
4	0,0021	9	-0,0005

Как видно из полученных результатов, для получения удовлетворительной точности можно ограничиться основной, второй и четвертой гармониками.

Определенную трудность представляет алгоритм перевода угла поворота ротора в электрические градусы θ . Опишем подробнее этот элемент предложенной модели. Рассмотрим рис. 2, схематично представляющий разрез ВИД с магнитной системой 6/4.

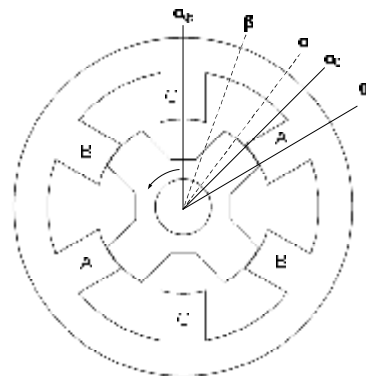


Рисунок 2 – К расчету угла положения ротора в электрической системе координат

Нулевое положение ротора в системе электрических угловых координат для некоторой фазы соответствует симметричному, равновесному расположению зубцов ротора относительно оси симметрии этой фазы. Оси симметрии отдельных фаз расположены в пространстве равномерно на расстоянии $\alpha_\phi = 360/(2m)$ градусов, где m – число фаз.

Если за нулевое принять начальное положение фазы A , то ось фазы C будет опережать ее на α_ϕ градусов. Угол между парой соседних зубцов ротора зависит от количества зубцов и может быть вы-

числен по выражению $\alpha_p = 360/z_2$ градусов, где z_2 – число зубцов ротора.

Тогда нулевое положение ротора для системы электрических угловых координат может быть вычислено как $\alpha_0 = \alpha_\phi - \alpha_p/2$.

Именно от этой точки отсчитываются углы включения и переключения питающего напряжения, α и β соответственно.

Тогда положение ротора в физической и электрической системах координат для фазы двигателя, имеющей порядковый номер j , оказываются связанными следующим выражением:

$$\theta_j = (\varphi - \alpha_0 - j\alpha_\phi)z_2, \quad (9)$$

где φ – угол положения ротора в физической системе координат.

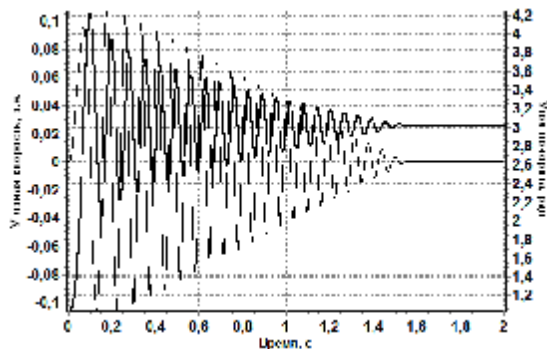
Для трехфазной машины с конфигурацией 6/4 получаем $\alpha_\phi = 60^\circ$, $\alpha_0 = 15^\circ$.

Для полученного электрического угла положения фазы статора по (8) вычисляется значение индуктивности этой фазы, получаемое в соответствии с разложением в ряд Фурье экспериментальных зависимостей. Наличие приближенной аналитической зависимости $L(\theta)$ позволяет получить и аналитическую зависимость для вычисления производной $dL(\theta)/d\theta$, которая используется при вычислении коэффициента потока.

В соответствии с угловым положением ротора производится включение и переключение питающих напряжений отдельных фаз статора. Углы включения и переключения питающего напряжения фазы отсчитываются в электрических градусах от нулевого положения этой фазы в электрической системе координат.

Напряжение питания обмоток осуществляется в режиме одиночной симметричной коммутации с приложением обратного напряжения с целью быстрого гашения тока фазы [3]. Учитывая сложность электромагнитных процессов в ВИД с пассивным ротором, целесообразно принять следующие допущения:

- взаимоиндукция между катушками фаз отсутствует;
- ключи преобразователя идеальны: коммутация происходит мгновенно, отсутствуют потери энергии;
- источник питания имеет бесконечно большую мощность и допускает рекуперацию энергии;



а) $M_c = 7 \text{ Н}\cdot\text{м}$

– потери на гистерезис и вихревые токи отсутствуют.

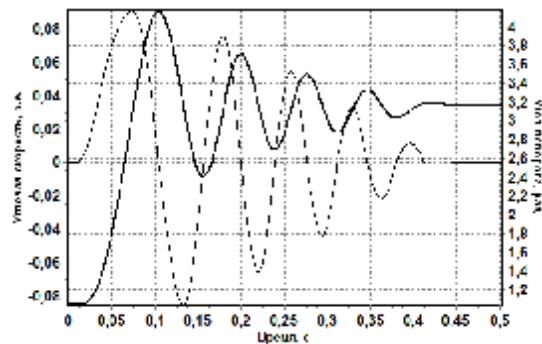
Математическую модель ВИД с m -фазной статорной обмоткой можно представить в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_j = f(\varphi), \quad j=1..m \\ k\dot{\theta}_j(\theta) = \frac{i_j}{2} \cdot \frac{dL_j(\theta)}{d\theta}, \quad j=1..m \\ \frac{di_j}{dt} = \frac{u_j(\theta) - i_j \cdot R - k\dot{\theta}_j(\theta)}{L_j(\theta)}, \quad j=1..m \\ M = \sum_{j=1}^m i_j \cdot k\dot{\theta}_j(\theta) \\ J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega \end{array} \right. \quad (10)$$

где θ_j – угол положения ротора в электрической системе координат; φ – угол положения ротора в физической системе координат; j – порядковый номер фазы; u_j , i_j – напряжение и ток фазы соответственной; R – активное сопротивление обмотки; M – электромагнитный момент; M_c – момент нагрузки; J – момент инерции; ω – угловая скорость ротора.

Для решения данной системы уравнений и анализа адекватности полученных результатов была разработана программа на языке программирования Object Pascal с помощью среды разработки Lazarus. Для решения дифференциальных уравнений был использован метод Рунге-Кутты четвертого порядка с постоянным шагом интегрирования $h = 0,0001$ с.

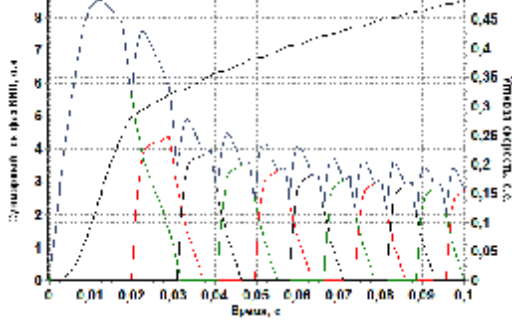
На рис. 3 показаны графики изменения угловой скорости и угла поворота ротора в шаговом режиме работы. Сравнивая рис. 3,а и 3,б, можно заметить, что установившееся угловое положение ротора зависит от момента нагрузки. Это явление объясняется реактивным характером момента сопротивления. Остановка двигателя происходит тогда, когда электромагнитный момент, развиваемый двигателем, становится меньше момента сопротивления.



б) $M_c = 21 \text{ Н}\cdot\text{м}$

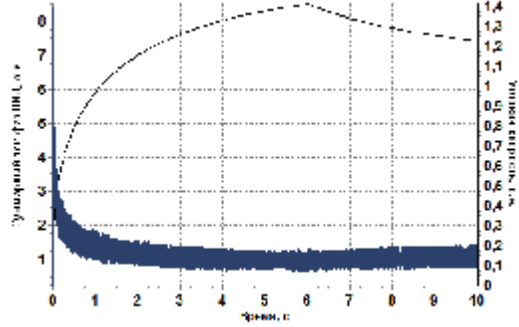
Рисунок 3 – Шаговый режим вентильно-индукторного двигателя

На рис. 4,а изображены машинограммы фазных токов ВИД на начальной стадии запуска. На рис.



а) токи фаз в начальной стадии запуска

4,б. приведены рассчитанные машинограммы запуска двигателя и реакция на наброс нагрузки.



б) запуск и наброс нагрузки

Рисунок 4 – Эксплуатационные режимы ВИД, рассчитанные на математической модели

На основании графиков рис. 3 и 4, полученных в результате расчета математической модели ВИД, учитывая качественное соответствие поведения модели основным принципам электромеханики можно сделать вывод об адекватности разработанной математической модели.

Используя разложение зависимости индуктивности фазы от углового положения ротора в ряд Фурье, несложно установить и вид зависимости $y(\theta) = dL(\theta)/d\theta$ от углового положения ротора. Эта зависимость представлена на рис. 5.

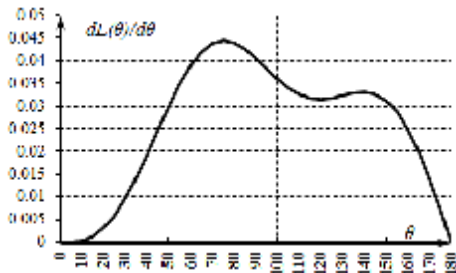


Рисунок 5 – Зависимость $dL(\theta)/d\theta$ от θ

Сравнивая уравнения (6) и (7), несложно заметить, что коэффициент y для ДПТ последовательного возбуждения является константой (в пределах линейного участка кривой намагничивания). Этот же коэффициент для ВИД зависит от углового положения ротора.

Логическим шагом на пути упрощения модели ВИД является замена изменяющегося коэффициента $y(\theta)$ его средним значением Y на интервале повторения структуры ВИД.

Управление ВИД может осуществляться путем изменения величины питающего напряжения U_s , а также изменением значений углов включения и переключения питающего напряжения, α и β соответственно. Следует иметь в виду, что ток фазы спадает до нуля и прекращает свое действие не при $\theta = \beta$, а несколько позже. Угол, при котором ток фазы достигает нулевого значения, обозначим β_1 .

При заданных значениях углов α и β_1 среднее значение коэффициента пропорциональности Y можно вычислить следующим образом:

$$Y = \frac{1}{p} \cdot \int_{\alpha}^{\beta_1} y(q) dq. \quad (11)$$

Усреднение производится по всему интервалу работы фазы, равному π электрических радиан.

Значение угла гашения тока β_1 зависит от параметров обмоток ВИД, от величины тока фазы и точно может быть определено только путем совместного решения уравнений ВИД с уравнениями работы преобразовательного агрегата. Для получения практических результатов предположим, что длительность спада тока до нуля β_0 является величиной постоянной. Тогда справедливо соотношение $\beta_1 = \beta + \beta_0$.

Воспользовавшись полученным выше разложением $L(\theta)$ в ряд Фурье, можно получить аналитическое выражение для определенного интеграла (11).

Аналогичным образом необходимо определить среднее значение приложенного к фазе напряжения:

$$U = \frac{1}{p} \cdot \int_{\alpha}^{\beta_1} u(q) dq. \quad (12)$$

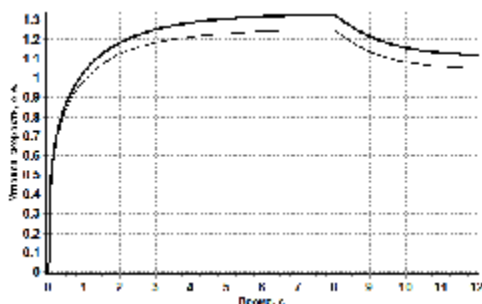
Зная закон изменения напряжения на фазе, можно определить

$$U = U_{\text{пит}} \frac{b - a - b_0}{p}. \quad (13)$$

Таким образом, для определения параметров ДПТ последовательного возбуждения, эквивалентного ВИД, необходимо выполнить следующие расчеты и действия:

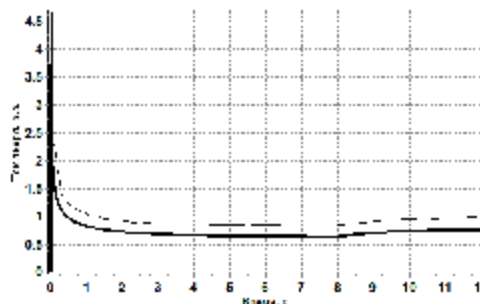
1. На основании расчета магнитной системы ВИД определить таблицу зависимости индуктивности фазы от углового положения ротора $L(\theta)$.
2. Представить полученную зависимость в виде ряда Фурье, выделить значимые составляющие разложения.
3. Для заданных значений углов включения и отключения питающего напряжения α и β_1 по (13) определить среднее значение коэффициента пропорциональности Y .
4. Выполнить расчеты эксплуатационных режимов работы ВИД с использованием предложенной математической модели.

5. Выполнить расчеты эксплуатационных режимов работы эквивалентного ДПТ последовательно-



а)

го возбуждения, оценить сходимость полученных результатов.



б)

Рисунок 6 – Сравнение эксплуатационных режимов ВИД и эквивалентного ДПТ последовательного возбуждения

На рис. 6 приведены сравнительные машинограммы: а) - скорости и б) - токов для процессов запуска и наброса нагрузки для ВИД (тонкая линия) и эквивалентного ДПТ последовательного возбуждения (жирная линия).

Относительная погрешность рассмотренных моделей составляет примерно 4–5%. Эта ошибка вызвана некоторой неточностью определения коэффициента пропорциональности у эквивалентного ДПТ последовательного возбуждения.

Выводы. На основании полевого анализа магнитной системы вентильно-индукторного двигателя и анализа математической модели ВИД установлено существование электромеханической аналогии между ВИД и ДПТ последовательного возбуждения. Предложена методика определения параметров эквивалентного ДПТ последовательного возбуждения, обеспечивающая достаточную для инженерных приложений степень совпадения динамических характеристик ВИД и эквивалентного ДПТ. Полученные результаты могут быть использованы при синтезе и анализе систем подчиненного регулирования автоматизированными электроприводами на базе ВИД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Вентильно-индукторные двигатели. – М.: Изд-во МЭИ, 2003. – 70 с.
2. Praveen Vijayraghavan. Design of Switched Reluctance Motors and Development of a Universal Controller for Switched Reluctance and Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives. – Blacksburg, Virginia, 2001. – 203 p.
3. Толмачов С.Т., Ильченко О.В., Власенко В.А. Польовий аналіз вентильно-індукторної машини // Вісник Криворізького технічного університету, 2010. – Вип. 26. – С. 189-192.
4. Моделювання електромеханічних систем: Підручник / О.П. Чорний, А.В. Луговой, Д.Й. Родькін, Г.Ю. Сісюк и др.– Кременчук, 2001. – 376 с.

Стаття надійшла 10.03.2011 р.
Рекомендовано до друку д.т.н., проф.
Ткачук В.І.

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА АНАЛОГІЯ ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНОГО ДВИГУНА З ДВИГУНОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Толмачов С.Т., д.т.н., проф., Власенко В.А., асп., Титюк В.К., к.т.н., доц., Титюк П.В., інж. Криворізький технічний університет

вул. XX Партз'їзду, 11, 50027, м. Кривий Ріг, Україна

Бердай Абдельмажид, докт. філос., ас. проф.

Національний інститут електромеханіки (НІЕ) університету Хасана ІІ Касабланка, Марокко

Обґрунтовано існування електромеханічної аналогії між ВИД і ДПС послідовного збудження, наведено методику розрахунку параметрів еквівалентного ДПС.

Ключові слова: вентильно-індукторний двигун, аналогія, параметри схеми заміщення.

ELECTROMECHANICAL ANALOGIES BETWEEN SWITCHED-RELUCTANCE MOTOR AND DC MOTOR

Tolmachov S., Doc. Sc. (Tech.), Prof., Vlasenko V., post-grad.,

Titjuk V., Cand. of Sc. (Tech.), Assoc. Prof., Titjuk P., eng.

Technical university of Kryvyj Rih

XX Partzjizdu st., 11, 50027, Kryvyj Rih, Ukraine.

Berdaj Abdelmaged, Ph.D., As. Prof.

University Hassan II, National Graduate School of Electrical and Mechanical ENSEM Casablanca Morocco

The existence of an electromechanical analogy between SRM and DC motor with serial excitation is substantiated, the technique of calculating the parameters for equivalent of DC motor is given.

Key words: switched-reluctance motor, analogy, equivalent parameters.