

МОДЕЛЬ И НАСТРОЙКА КОНТУРА ТОКА ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Карпович О.Я., Онищенко О.А.

Одесская государственная академия холода, г. Одесса
кафедра электротехники и электронных устройств

E-mail: olekar@mail.ru, olegoni@mail.ru

Abstract

Karpovich O.Y., Onischenko O.A. Model and design of the Switched Reluctance Drive current loop. Derivation of the Switched Reluctance Motor (SRM) small-signal mathematical model is considered in this paper. The equations for design of a current loop of the SRM phase are received. The estimation for SRM energy electromechanical transformation and performances of current controller are given.

Общая постановка проблемы. Вентильно-индукторные электроприводы – современное, альтернативное асинхронным и постоянного тока электроприводам, решение для задач автоматизированного управления различными технологическими процессами [1]. На Украине вентильно-индукторный электропривод (ВИП) лишь начинает завоевывать авторитет в промышленности, поскольку отечественная научная школа только приступила к активным исследованиям в области проектирования и оптимизации конструкции вентильно-индукторных двигателей (ВИД) и их систем управления. В настоящее время нет типовых решений не только относительно методов расчета таких резко нелинейных систем, как ВИП, но до конца не проработаны и задачи, связанные с организацией структуры системы управления, конфигурацией силовой и управляющей частей. Также не до конца решены задачи устойчивости, повышения качества динамических режимов и другие, крайне актуальных для серийного производства ВИП.

Постановка задачи исследования. Известно, что контур регулирования тока для любой электромеханотронной системы – основной узел, определяющий во многом ее быстродействие, уровень пульсаций момента и другие существенные характеристики. Для ВИП настройка контура тока – неоднозначная задача. Это связано с тем, что и техническая реализация формирователя сигнала включения силовых ключей (с петлей гистерезиса, с цепью широтно-импульсного преобразования (ШИП), с задержкой на включение/отключение), и закон обработки сигнала ошибки по току, и собственно объект управления – фаза ВИД, весьма сложно поддаются аналитическому представлению, особенно, как замкнутая, оптимизированная, например, по критерию быстродействия, система. Поэтому, хотя бы на этапах предварительного проектирования, весьма важно иметь возможности для оценки свойств контура тока и его настройки. Таким образом, для решения названных задач, необходимо разработать такой метод описания ВИД, чтобы он оказался не только удобным для различных аналитических исследований, но и позволял выработать конкретные рекомендации, достаточные для физической реализации регулятора тока.

Решение задачи и результаты исследований

1.1 Особенности представления ВИД, как объекта управления. Рассмотрим режим симметричной одиночной коммутации фаз ВИД [2]. Для такого режима в любой момент времени от стабилизированного источника питания постоянного тока подводится напряжение только к одной фазе двигателя. По закону Фарадея, представленному в наиболее общей форме записи и в соответствии со вторым законом Кирхгофа, для работающей фазы ВИД с внутренним сопротивлением R в любой момент времени справедливо выражение:

$$u(t) = i(t) \cdot R + \frac{d\psi}{dt}, \quad (1)$$

где ψ , $i(t)$ и $u(t)$ - мгновенные значения суммарного потокосцепления, тока через фазу и напряжения на фазе ВИД. Анализируя конструкцию ВИД [3] и пространственное расположение ротора на различных участках работы, отметим, что мгновенное значение суммарного потокосцепления ψ фазы ВИД зависит от мгновенного значения тока $i(t)$ через работающую фазу двигателя и от углового положения $\Theta(t)$ ротора – расположения зубцов ротора относительно зубцов статора в рассматриваемый момент времени. Таким образом, для работающей фазы ВИД суммарное потокосцепление является функцией двух переменных и его следует обозначить нелинейной функцией от тока и углового положения ротора: $\psi = \psi[i(t), \Theta(t)]$. Тогда уравнение (1) представляется в виде $u(t) = i(t) \cdot R + \frac{d\psi[i(t), \Theta(t)]}{dt}$, где $\frac{d\psi[i(t), \Theta(t)]}{dt}$ – полный дифференциал потокосцепления по времени. Раскрывая его получаем:

$$u(t) = i(t) \cdot R + \frac{d\psi[i(t), \Theta(t)]}{di(t)} \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{d\psi[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)} \cdot \frac{d\Theta(t)}{dt}. \quad (2)$$

Обозначим $\psi[i(t), \Theta(t)] = i(t) \cdot L[i(t), \Theta(t)]$, где $L[i(t), \Theta(t)]$ – дифференциальная индуктивность. Введение в рассмотрение индуктивности, как элемента схемы замещения реальной цепи фазы ВИД, даст возможность при расчетах учитывать явления самоиндукции и накопления энергии в магнитном поле обмотки двигателя. С этой целью зависимости потокосцепления $\psi[i(t), \Theta(t)]$ в функции положения и тока представляют зависимостями индуктивности $L[i(t), \Theta(t)]$ от положения и тока. Обычно, на этапах предварительного синтеза систем управления ВИД, эти зависимости аппроксимируются отрезками прямых [2,3,4].

1.2 Уравнение электрического равновесия для фазы ВИД. По правилу действий с дифференциалом от произведения двух переменных раскроем выражение (2).

Первая составляющая дифференциала:

$$\frac{d\{i(t) \cdot L[i(t), \Theta(t)]\}}{di(t)} \cdot \frac{di(t)}{dt} = \frac{di(t)}{di(t)} \cdot L[i(t), \Theta(t)] \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{di(t)} \cdot i(t) \cdot \frac{di(t)}{dt} = L[i(t), \Theta(t)] \cdot \frac{di(t)}{dt}.$$

Вторая составляющая дифференциала:

$$\begin{aligned} \frac{d\{i(t) \cdot L[i(t), \Theta(t)]\}}{d\Theta(t)} \cdot \frac{d\Theta(t)}{dt} &= \frac{di(t)}{d\Theta(t)} \cdot L[i(t), \Theta(t)] \cdot \frac{d\Theta(t)}{dt} + \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)} \cdot i(t) \cdot \frac{d\Theta(t)}{dt} = \\ &= 0 + \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)} \cdot i(t) \cdot \frac{d\Theta(t)}{dt} = \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)} \cdot i(t) \cdot \omega(t). \end{aligned}$$

Тогда общая форма записи выражения (1) переписывается в виде уравнения электрического равновесия для работающей фазы ВИД:

$$u(t) = i(t) \cdot R + L[i(t), \Theta(t)] \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)} \cdot i(t) \cdot \omega(t). \quad (3)$$

Рассмотрим математическое преобразование, основанное на применении метода бесконечно малых, виртуальных, приращений изменения потокосцепления во времени [4]. Принимаем, что перемещения ротора и индуктивность фазы на бесконечно малых приращениях неизменны. При таком допущении, мгновенные значения приращений переменных – напряжения на фазе, тока фазы и скорости ротора, будут:

$$\begin{aligned} [u(t) + \Delta u(t)] &= [i(t) + \Delta i(t)] \cdot R + L\{[i(t) + \Delta i(t)], \Theta(t)\} \cdot \frac{d[i(t) + \Delta i(t)]}{dt} + \\ &+ \frac{d\{L[i(t) + \Delta i(t), \Theta(t)]\}}{d\Theta(t)} \cdot [i(t) + \Delta i(t)] \cdot [\omega(t) + \Delta \omega(t)]. \end{aligned}$$

Поскольку нами принято, что на бесконечно малых приращениях перемещение ротора и индуктивность фазы не будут зависеть от времени и тока, то можно записать

$$[u(t) + \Delta u(t)] = [i(t) + \Delta i(t)] \cdot R + L \cdot \frac{d[i(t) + \Delta i(t)]}{dt} + \frac{dL}{d\Theta} \cdot [i(t) + \Delta i(t)] \cdot [\omega(t) + \Delta \omega(t)]. \quad (4)$$

С учетом сказанного, аналогично (4), переписываем и уравнение (3):

$$u(t) = i(t) \cdot R + L \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{dL}{d\Theta} \cdot i(t) \cdot \omega(t). \quad (5)$$

Определим мгновенные значения приращений переменных для некоторого установившегося режима работы фазы ВИД. Пусть действие бесконечно малых возмущений, приводит к приращениям переменных, вблизи точек, где значения этих переменных (напряжения, тока и скорости), например, номинальные. Для этого вычтем из (5) уравнение (4):

$$\Delta u(t) = \Delta i(t) \cdot R + L \cdot \frac{d\Delta i(t)}{dt} + \frac{dL}{d\Theta} \cdot [\omega(t) \cdot \Delta i(t) + \Delta \omega(t) \cdot i(t) + \Delta \omega(t) \cdot \Delta i(t)]. \quad (6)$$

Пренебрежем в (6) приращениями второй степени малости ($\Delta \omega(t) \cdot \Delta i(t) \approx 0$) и поскольку для применяемого метода анализа отношение $dL/d\Theta = c = const$, можно переписать последнее уравнение в операторной форме ($d/dt \Rightarrow s$):

$$\Delta u(s) = \Delta i(s) \cdot R + L \cdot s \cdot \Delta i(s) + c \cdot \omega(s) \cdot \Delta i(s) + c \cdot \Delta \omega(s) \cdot i(s). \quad (7)$$

С дифференциальным уравнением, представленным в операторной форме, легко производить алгебраические действия:

$$\Delta u(s) = \Delta i(s) \cdot [R + L \cdot s + c \cdot \omega(s)] + C(s) \cdot \Delta \omega(s). \quad (8)$$

Обозначим $R_{\Sigma}(s) = R + c \cdot \omega(s)$ и $C(s) = c \cdot i(s)$. И, поскольку, средние значения тока и скорости неизменны, можно (8) переписать в следующем виде

$$\Delta u(s) = \Delta i(s) \cdot [R_{\Sigma} + L \cdot s] + C \cdot \Delta \omega(s). \quad (9)$$

Тогда передаточная функция относительно выходной переменной – приращения тока фазы, может быть представлена в виде:

$$W_E(s) = \frac{\Delta i(s)}{\Delta u(s) - C \cdot \Delta \omega(s)} = \frac{1/R_{\Sigma}}{1 + s \cdot T_E}, \quad (10)$$

где $T_E = L/R_{\Sigma}$ – суммарная электромагнитная постоянная времени фазы ВИД.

Несложно заметить, что применение метода бесконечно малых приращений к уравнению (1), с учетом принятых обозначений и допущений, позволяет представить электрический участок цепи фазы ВИД в форме, максимально приближенной к общепринятому представлению для двигателя постоянного тока [4].

1.3 Электромеханическое преобразование энергии ВИД. Снова рассмотрим установившийся, например, номинальный, режим работы фазы ВИД. Из (5) мгновенное значение мощности, потребленное фазой ВИД при проводящем состоянии силового ключа

$$P(t) = u(t) \cdot i(t) = i^2(t) \cdot R + i(t) \cdot L \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)} \cdot i^2(t) \cdot \omega(t).$$

Используем формальный прием, часто применяемый в операциях с полными дифференциалами – домножим $\frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)}$ на $\frac{dt}{dt}$. Тогда

$$\frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{dt} \cdot \frac{dt}{d\Theta(t)} = \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{dt} \cdot \frac{1}{\omega(t)}. \text{ Следовательно, выражение}$$

$$P(t) = i^2(t) \cdot R + i(t) \cdot L \cdot \frac{di(t)}{dt} + i^2(t) \cdot \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d(t)} \quad (11)$$

определяет баланс мощностей в рассматриваемой электромагнитной цепи фазы ВИД. Заметим, что полный дифференциал

$$\frac{d\{i^2(t) \cdot L[i(t), \Theta(t)]\}}{dt} = L[i(t), \Theta(t)] \cdot 2 \cdot i(t) \cdot \frac{di(t)}{dt} + i^2(t) \cdot \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{dt}$$

При изменении потокосцепления мгновенное значение энергии $W_{МП}(t)$, запасенной магнитным полем индуктивной катушки (фазой ВИД), определяется выражением

$$W_{МП}(t) = \frac{i^2(t) \cdot L[i(t), \Theta(t)]}{2}. \text{ Следовательно}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\{2 \cdot W_{МП}(t)\}}{dt} &= L[i(t), \Theta(t)] \cdot 2 \cdot i(t) \cdot \frac{di(t)}{dt} + i^2(t) \cdot \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{dt} = \\ &= \frac{dW_{МП}(t)}{dt} = L[i(t), \Theta(t)] \cdot i(t) \cdot \frac{di(t)}{dt} + 0,5 \cdot i^2(t) \cdot \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{dt} \end{aligned}$$

С учетом последнего выражения, баланс мощностей (11) представляется в таком виде:

$$P(t) = i^2(t) \cdot R + \frac{dW_{МП}(t)}{dt} + 0,5 \cdot i^2(t) \cdot \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d(t)}. \quad (12)$$

Чтобы исключить формализацию, ранее примененную для получения выражения (11), теперь домножим $\frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d(t)}$ на дробь $\frac{d\Theta(t)}{d\Theta(t)}$. Тогда

$$\frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)} \cdot \frac{d\Theta(t)}{dt} = \omega(t) \cdot \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)}$$

Получаем уравнение для баланса мощностей

$$P(t) = i^2(t) \cdot R + \frac{dW_{МП}(t)}{dt} + 0,5 \cdot i^2(t) \cdot \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)} \cdot \omega(t) \quad (13)$$

Как было условлено ранее, для бесконечно малых перемещений допустимо принимать, что $\frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)} = c$. Обозначим $0,5 \cdot i^2(t) \cdot c = M(t)$ - мгновенное значение электромагнитного момента. Выражение (13) для баланса мощностей следует трактовать следующим образом. Мгновенное значение всей электрической мощности $P(t)$, отдаваемой источником питания, с помощью подключенной к нему фазы ВИД, расходуется на:

- электрические потери в сопротивлении фазы, т.е. на тепловыделение ($i^2(t) \cdot R$);
- приращение ($\frac{d}{dt}$) запаса энергии $W_{МП}(t)$ магнитным полем фазы;
- механическую мощность $P(t) = M(t) \cdot \omega(t)$ ротора ВИД, если обозначить

$$M(t) = 0,5 \cdot i^2(t) \cdot \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)}$$

Для ВИД уравнение движения для одномассовой, с жестким валом, системы

$$M(t) - M_c(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} \text{ необходимо записать так:}$$

$$0,5 \cdot i^2(t) \cdot \frac{dL[i(t), \Theta(t)]}{d\Theta(t)} - M_c(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt}, \quad (14)$$

где $M_c(t)$ - статический, реактивный, момент сопротивления движению; J - суммарный, приведенный к валу ВИД, момент инерции привода.

Снова для (14) применим метод бесконечно малых приращений:

$$0,5 \cdot [i(t) + \Delta i(t)]^2 \cdot \frac{dL\{[i(t) + \Delta i(t)], \Theta(t)\}}{d\Theta(t)} - [M_c(t) + \Delta M_c(t)] = J \frac{d[\omega(t) + \Delta \omega(t)]}{dt}$$

После аналогичных (как в п.п. 1.2) преобразований, передаточная функция относительно выходной переменной – приращения скорости ротора, может быть представлена в виде:

$$W_M(s) = \frac{\Delta\omega(s)}{\Delta i(s) \cdot C(s) - \Delta M_c(s)} = \frac{1}{J \cdot s} \quad (15)$$

Структурная схема ВИД, в соответствии с формулами (10) и (15), приведена на рис. 1.

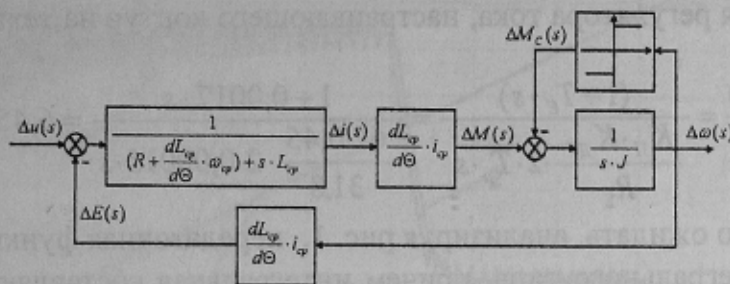


Рисунок 1 - Структурная схема ВИД для режима малых отклонений

Вполне очевидно, что с учетом принятых ранее допущений, схема ВИД для режима малых отклонений, полностью соответствует хорошо известной машине постоянного тока.

Если настроить систему ВИП по принципам подчиненного регулирования координат [5], то вполне можно воспользоваться выражением для настройки контура тока фазы ВИД на модульный оптимум, учитывая, что $R_\Sigma(s) = R + c \cdot \omega(s)$, $dL/d\Theta = c = const$ и $C(s) = c \cdot i(s)$.

1.4 Пример расчета контура тока. Основные параметры экспериментального образца ВИД производства «Одесмонтажспецпроект» определены [6]: соотношение чисел полюсов статора и ротора $Z1:Z2 = 8:6$; номинальный момент двигателя – 2,2 Н·м; номинальная скорость – 210 рад/с; источник постоянного напряжения – 280 В; номинальный ток – 4,5 А; коммутация фаз – жесткая (P2/P0); частота генератора пилообразного напряжения (ШИМ) – 3,3 кГц; способ управления – одиночный, симметричный; суммарный, приведенный, момент инерции – 0,005 кг/м². Параметры фазы ВИД: среднее значение сопротивления – $R = 2,37 \text{ Ом}$; индуктивность L_A в согласованном положении – 92 мГн; индуктивность при рассогласованном положении – $L_U = 17,7 \text{ мГн}$.

Коэффициент передачи датчика тока: $K_{ДТ} = \frac{U_{ДТМАХ}}{I_{МАХ}} = 4,5/10 = 0,45 \text{ В/А}$;

Коэффициент передачи транзисторного преобразователя: $K_{П} = \frac{U_{dМАХ}}{U_{PTМАХ}} = 280/4,5 = 62$;

Малая, некомпенсируемая, инерционность: $T_\mu = 0,5 / f_{ШИМ} = 0,5/3300 = 0,00015 \text{ с}$. С учетом имеющихся в контуре дополнительных малых постоянных времени, принимаем $T_\mu = 0,00018 \text{ с}$.

Установившиеся (средние) значения скорости и тока принимаем равными 210 рад/с и 4,5 А. Поскольку коммутация тока через фазу происходит на участке, когда ротор поворачивается от рассогласованного до согласованного положения, и принято, что индуктивность фазы изменяется по линейному закону, можно считать, что при перемещении на $\Delta\Theta = 22,5^\circ = \pi/8 \text{ рад}$, среднее значение индуктивности фазы составит

$$L_{CP} = (L_A + L_U)/2 = (0,092 + 0,0177)/2 = 0,055 \text{ Гн};$$

Конструктивный коэффициент: $C = i_{CP} \cdot \frac{\Delta L_{CP}}{\Delta \Theta} = 4,5 \cdot \frac{0,055 \cdot 8}{\pi} = 0,63 \text{ В} \cdot \text{Гн/рад}$;

Суммарное эквивалентное сопротивление фазы для режима малых отклонений:

$$R_\Sigma = R + c \cdot \omega_{CP} = R + \omega_{CP} \cdot C / i_{CP} = 2,37 + 210 \cdot 0,63 / 4,5 = 31,8 \text{ Ом};$$

Суммарная электромагнитная постоянная времени фазы для режима малых отклонений: $T_E = L_{CP} / R_{\Sigma} = 0,055 / 31,8 = 0,0017 \text{ с}$;

Электромеханическая постоянная времени для режима малых отклонений:

$$T_M = \frac{J \cdot R_{\Sigma}}{C^2} = \frac{0,005 \cdot 31,8}{0,63^2} = 0,4 \text{ с}.$$

Поскольку $T_M \gg T_E$, то обратной связью по ЭДС можно пренебречь. Тогда передаточная функция регулятора тока, настраивающего контур на технический оптимум [5] запишется так:

$$W_{PT}^{MO}(s) = \frac{\Delta U_{ВЫХ PT}(s)}{\Delta U_{ВХ PT}(s)} = \frac{(1 + T_E \cdot s)}{\frac{K_{П} \cdot K_{ДТ}}{R_{\Sigma}} \cdot 2 \cdot T_{\mu} \cdot s} = \frac{1 + 0,0017 \cdot s}{\frac{62 \cdot 0,45}{31,8} \cdot 2 \cdot 0,00015 \cdot s} = 6,45 + \frac{1}{0,000263 \cdot s}. \quad (16)$$

Как и следовало ожидать, анализируя рис. 1, передаточная функция регулятора тока – пропорционально-интегрального типа, причем интегральная составляющая ($T_{II} = 0,00026 \text{ с}$) очень мала. Техническая реализация ПИ-регулятора, как в аналоговой, так и в цифровой форме – тривиальная задача.

2. Предварительная оценка работоспособности регулятора тока ВИП.

Применение ПИ-регулятора тока к структурной схеме, представленной на рис. 1, приведет к получению очевидной реакции контура – быстродействию, порядка $10 \cdot T_{\mu}$ и перерегулированию около 5%. Крайне интересным представляется исследование возможностей распространения полученных результатов для настройки контура тока фазы ВИД, работающей не в линейном, виртуальном режиме – в режиме малых отклонений, а при ограничении тока с помощью ШИМ и изменениях индуктивности, противо-ЭДС и нагрузки, то есть в режиме реальной коммутации фазы.

С этой целью в среде Matlab\Simulink была разработана модель контура тока фазы ВИД с описанными выше параметрами. Модель содержит следующие элементы: стабилизированный источник питания, верхний и нижний IGBT-ключи, два обратных диода, фазу ВИД, содержащую управляемые RL -нагрузку и противо-ЭДС, датчик тока с ПИ-регулятором тока, компаратор с генератором опорного пилообразного напряжения, задатчик тока.

С помощью этой модели исследовались все возможные режимы работы фазы в различных задаваемых комбинациях изменений параметров - уровня ограничения тока в режиме ШИМ и противо-ЭДС. Индуктивность фазы изменялась на периоде коммутации от минимальной до максимальной. При этом параметры настройки ПИ-регулятора приняты такими, как было рассчитано ранее по формуле (16).

Модельные исследования показали следующие результаты.

1. Оценочные (по формуле (16)) параметры регулятора тока вполне достаточны для обеспечения устойчивого функционирования контура тока ВИП в любых условиях его работы.

2. Исключение из закона функционирования регулятора тока интегральной составляющей не приводит к заметному ухудшению процессов регулирования тока, за исключением незначительного увеличения пульсаций тока на периоде коммутации генератора.

3. Работа П-регулятора тока повышает скорость достижения установившегося режима, что особенно важно при отключении фазы.

4. Максимальное значение уровня токоограничения при работе с П-регулятором ниже, чем при работе с ПИ-регулятором тока, поэтому требуется коррекция сигнала задания контуру тока.

Некоторые результаты моделирования приведены на рис. 2. Графики рассчитаны для минимальной требуемой скорости привода – 21 рад/с . Сигнал задания контуру тока

скачкообразно уменьшался в момент времени $t_1=0,01$ с и в момент $t_2=0,016$ с устанавливался на уровне 0 В.

График 1 иллюстрирует мгновенные изменения тока, А. График 2 – среднее за период ШИМ значение тока, А. График 3 – кривую изменения индуктивности фазы с масштабным коэффициентом увеличения 100, Гн.

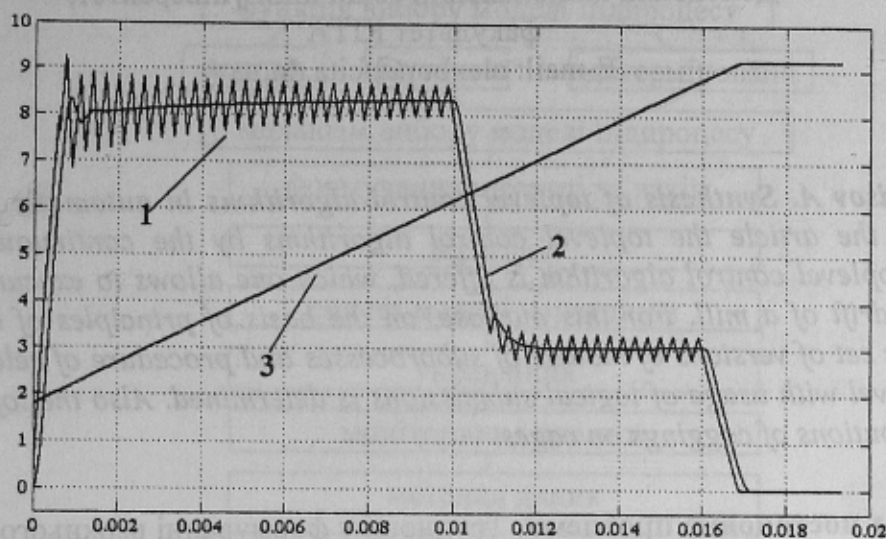


Рис.унок 2 - Переходные процессы в контуре тока ВИП при его работе с регулятором

Выводы

1. Представленная на рис. 1 структурная модель ВИД позволяет на этапах предварительного конструирования ВИП осуществлять синтез законов управления фазой ВИД на всем периоде коммутации.

2. Настройка контура тока фазы на пропорциональный закон, при условии применения высокой частоты ШИМ, обеспечивает удовлетворительное качество динамических процессов в контуре тока фазы ВИД для различных нагрузок и скоростей.

Литература

1. Осташевский Н.А., Ковган А.Н. Вентильно-индукторный привод как перспективный вид регулируемого электропривода // Электротехника і електромеханіка. – 2002. - № 1. – С. 52-56.
2. Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Вентильно-индукторные двигатели. Учебное пособие. – М.: Изд-во МЭИ, 2002. – 57 с.
3. Miller T.J.E. Switched Reluctance Motors and their Control. - Magna Physics Publishing and Clarendon Oxford Press, 1993. - 203 p.
4. Krishnan R. Switched Reluctance Motor Drives. Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications. – CRC Press, 2001. - 398 p.
5. Фишбейн В.Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока. –М.: Энергия, 1972. –136 с.
6. Карпович О.Я., Онищенко О.А., Порайко А.С. Экспериментально-отладочная схема управления вентильно-индукторным электродвигателем. Научные труды Донецкого национального технического университета. Серия «Электротехника и энергетика», выпуск 67. –Донецк: ДонНТУ, 2003. –С. 152-155.
7. Карпович О.Я., Онищенко О.А., Радимов И.Н. Моделирование силового инвертора вентильно-индукторного электропривода. Тематический выпуск научно-прикладного журнала «Техническая электродинамика» (часть 2), посвященный VII-й международной научно-технической конференции «Силовая электроника и энергоэффективность - СЭЭ'2004, НТУ «ХПИ», 2004. –С. 87-88.