

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С РЕГУЛИРУЕМОЙ СКОРОСТЬЮ И ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ

Аннотация

В данной работе разработана упрощенная модель электропривода с переменной скоростью (VSD). На основе этой модели, используется метод для расчета величины амплитуды и фазы гармонических токов VSD за определённый интервал времени. Эта информация может быть использована для прогнозирования последствий подключения VSD к питанию. Результаты моделирования показывают, что искажения тока в цепи VSD зависят в той или иной степени от таких параметров, как индуктивность и мощность нагрузки. Показано также, что гармонические искажения VSD в значительной степени зависят от фоновых гармонических искажений напряжения.

1 ВВЕДЕНИЕ

Благодаря достижениям в области силовой электроники, технологии использования регулируемых приводов VSD стали экономически эффективным способом управления асинхронными двигателями. К сожалению VSD имеет высокий уровень гармонических искажений тока. Их взаимодействие с системой питания не в полной мере рассмотрено и описано в литературе. В результате VSD часто устанавливаются, не принимая во внимание эффект, который они будут иметь при полном гармоническом искажении напряжения (THVD) в пункте общего сцепления (PCC). Поэтому только после завершения установки возникают проблемы данного рода, устранение которых требует дорогих решений, таких как установка фильтров гармоник или фазосдвигающих трансформаторов.

Когда искажающие нагрузки, такие как у VSD добавляются к мощности системы, THVD в PCC зависят от существующих искажений питания и гармонических токов, создаваемых нагрузкой [1]. Для того, чтобы предсказать гармонические эффекты установки VSD, требуется точная информация о величине и фазе гармонических токов. В данной статье предлагается метод временного интервала для моделирования VSD. Эта модель используется для исследования зависимости гармонических токов и существующих искажений питания. Показано, что гармонические токи VSD, в значительной степени зависят от фоновых гармонических искажений напряжения.

2 Моделирование электроприводов с регулируемой скоростью

2.1 Схема замещения.

VSD состоят из трех основных компонентов: выпрямителя, цепи постоянного тока и инвертора. Для регулирования скорости наиболее широко используются VSD с инвертором напряжения (VSI). Передняя часть трехфазного VSI VSD состоит из моста неуправляемых выпрямителей и цепи постоянного тока, которая содержит шунтирующий конденсатор, чтобы обеспечить сглаживание напряжения питания инвертора. Эти схемы обычно имеют малое значение индуктивности и, следовательно, предположение о постоянном токе DC который часто применяется к преобразователям постоянного тока и ИБП является недопустимым. Ток выпрямителя как правило, имеет высокий компонент пульсации (для небольших приводов он стремится к нулю), что производит высокий уровень гармонических искажений тока.

Инвертор, как правило, моделируется как источник постоянного тока при неизменяемой мощности [2]. Активная нагрузка была использована для приближенного соответствия рассматриваемой модели. При этом были сделаны предварительные выводы. Упрощенная VSD модель показана на рисунке 1.

При анализе схемы, представленной в разделе 2.2, предполагается, что три фазы питания являются сбалансированными и синусоидальными, то есть $v_a(\theta) = v_{ln} \sin(\theta)$, $v_b(\theta) = v_{ln} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$, $v_c(\theta) = v_{ln} \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$,

где $\theta = \omega \cdot t$ и ω является основной частотой питания. В разделе 4 это предположением можно пренебречь, чтобы исследовать влияние искаженных или несинусоидальности питания.

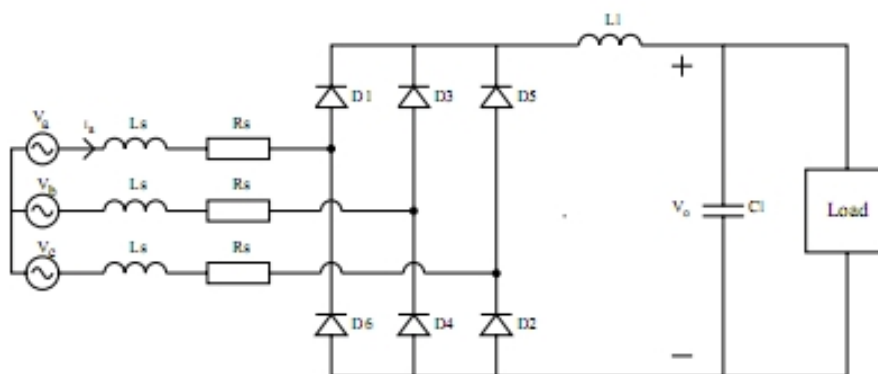


Рис. 1 – Трёхфазый выпрямитель с источником компенсирующего искажения напряжения сети

Моделируется индуктивность L_s , в серии с сопротивлением R_s . На другой части линейной модели показано прямое падения напряжения V_d , и сопротивление R_s , которое используется для работы диодов.

Анализ работы в данной статье основан на предыдущих работах в этом направлении. Исходя из которых, были исключены такие предположения, как бесконечная емкость постоянного тока [3] и мгновенной коммутации [4].

2.2 Работа схемы

Выпрямитель схемы с емкостной связью DC имеет три возможных режима работы, каждый из которых описывается линейными дифференциальными уравнениями для напряжения на конденсаторе V_0 , и постоянного тока, I_{dc} , как описано ниже. Работа схемы в любой момент времени может быть определена путем решения этих дифференциальных уравнений переменных состояний, на основании анализа естественной и принудительной составляющих. В связи с ограниченным размером статьи окончательные выражения для V_0 и I_{dc} не представлены.

Эквивалентная схема приведена на рис. 2. Переменные состояния описываются уравнениями:

$$i_{dc}(\theta) = \omega C_l \frac{dv_o(\theta)}{d\theta} + \frac{v_o(\theta)}{R_l} \quad (1)$$

$$v_s(\theta) = R_s i_{dc}(\theta) + \omega L_s \frac{di_{dc}(\theta)}{d\theta} + 2V_d + v_o(\theta) \quad (2)$$

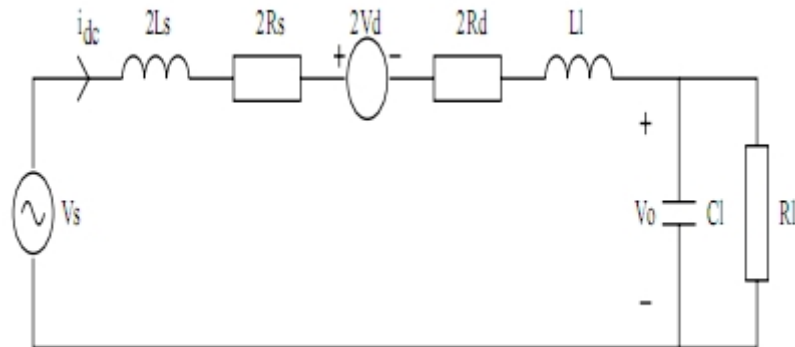


Рис. 2 – Схема замещения

Диоды не позволяют току течь в обратном направлении. Ток нагрузки протекает при разрядке конденсатора. Эквивалентная схема показана на рисунке 3. Переменные состояния описываются уравнениями 3 и 4.

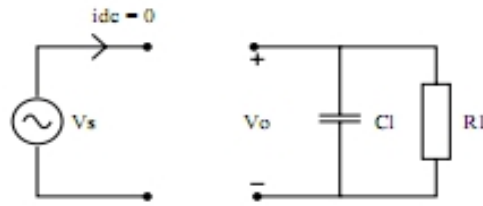


Рис. 3 – Ненагруженный режим схемы замещения

$$i_{dc}(\theta) = 0 \quad (3), \quad v_o(\theta) = -R_l \omega C_l \frac{dv_o(\theta)}{d\theta} \quad (4)$$

Коммутация

При протекании тока из одной фазы в другую существует период коммутации из-за индуктивности в схеме L_s . В качестве примера, на рисунке 4 показана схема замещения для положительной коммутации из фазы С (D5) в фазу (D1), которая происходит при $\theta = \frac{\pi}{3}$, фиктивная переменная Поор вводится таким образом, чтобы работа схемы была полностью описана (уравнения 5-7). При $\theta = \frac{\pi}{3}$, $I_{loop} = I_c$ коммутация завершена, когда $I_{loop} = 0$.

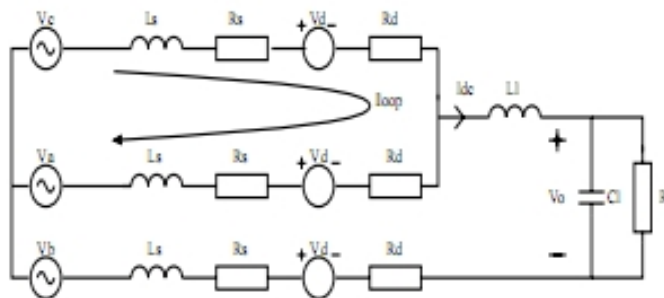


Рис. 4 – Коммутационный режим схемы замещения

$$\frac{v_a(\theta) + v_c(\theta)}{2} - v_b(\theta) = \left(\frac{3}{2}L_s + L_l\right)\omega \frac{di_{dc}(\theta)}{d\theta} + \frac{3}{2}(R_s + R_d)i_{dc}(\theta) + 2v_d \quad (5)$$

$$i_{dc}(\theta) = \omega C_l \frac{dv_o\theta}{d\theta} + \frac{v_o(\theta)}{R_l} \quad (6)$$

$$v_c(\theta) - v_a(\theta) = 2\omega L_s \frac{di_{loop}(\theta)}{d\theta} + 2(R_s + R_d)i_{loop} \quad (7)$$