

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С МНОГОФАЗНЫМ ЛИНЕЙНЫМ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ПОПЕРЕЧНОГО ПОТОКА

Выполнено исследование переходных процессов в многофазном инверторном электроприводе с линейным асинхронным двигателем поперечного потока. Проведены исследование устойчивости и синтез структуры необходимых регуляторов.

Ключевые слова: линейный асинхронный двигатель, коммутационная функция, автономный инвертор, регулятор, многофазная система.

Рассмотрим некоторые вопросы устойчивости частотно-регулируемого электропривода с линейным асинхронным двигателем (ЛАД) с поперечным потоком (ПП) и статическим преобразователем частоты на основе автономного инвертора тока, в частности осуществление синтеза системы управления на основе аналитических и сравнительно простых частотных методов для линейных непрерывных систем.

Исследование устойчивости привода с ЛАД возможно только на основе комплексного рассмотрения всей системы управления. При этом возникают следующие, в какой-то мере самостоятельные задачи:

- разработка практического метода исследования переходных процессов в схемах с автономными многофазными инверторами, при котором связывались бы в единую систему дифференциальные уравнения как звена постоянного тока, так и нагрузки на выходе инвертора. При этом система рассматривается как непрерывная, хотя она и содержит вентильные дискретные преобразователи – инвертор и выпрямитель;

- линеаризация нелинейных уравнений линейного асинхронного двигателя;

- исследование устойчивости и синтез структуры необходимых регуляторов.

При частотном управлении скольжение двигателя и потребляемый ток устанавливаются в соответствии с тяговым усилием, развиваемым двигателем. Но тяговое усилие двигателя не формируется специальным регулятором.

Рассматриваемый тип привода имеет следующие недостатки:

- низкое качество регулирования скорости как при управляющем воздействии (изменение частоты), так и при возмущающем воздействии (изменение нагрузочного усилия);

- отсутствие режима работы «на упор», из-за чего при чрезмерных нагрузочных моментах привод отключается под действием токовой защиты;

- в рамках частотного регулирования трудно реализовать варианты специального управления, когда величина потокосцепления меняется в функции тягового усилия двигателя. При этом напряжение должно регулироваться в функции частоты и тягового усилия.

Решение последней задачи можно упростить, если осуществлять управление амплитудой тока статора, а не напряжения [1]. Амплитуда тока статора определяется моментом (скольжением) двигателя и не зависит от час-

тоты. Чтобы непосредственно воспроизводить заданную амплитуду тока, преобразователь частоты должен обладать свойствами источника переменного тока. Такое управление, получившее название частотно-токового, в наиболее типичной форме характеризуется следующими особенностями:

- преобразователь частоты является источником переменного тока;

- амплитуда переменного тока регулируется в функции частоты скольжения (тягового усилия).

Уравнения автономного инвертора тока. Ток нагрузки однозначно определяется током инвертора i_d и программой работы коммутатора (рис. 1). Фазные токи запишем в виде

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= i_d F_1(t), \\ i_2 &= i_d F_2(t), \\ &\dots \\ i_m &= i_d F_m(t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $F_1(t), F_2(t), \dots, F_m(t)$ – функции времени (коммутационные функции), задаваемые программой работы ключей преобразователя и представляющие последовательность разнополярных единичных импульсов, соответствующих включенному состоянию ключей.

Формулы (1) выражают основное отличительное свойство автономных инверторов тока (АИТ). При фиксированной частоте, принимая за начало отсчета момент $t = 0$, можно записать:

$$\left. \begin{aligned} F_1(t) &= \frac{4}{\pi} \sum \frac{\sin(n\frac{\pi}{3})}{n} \cos n\omega t, \\ F_2(t) &= \frac{4}{\pi} \sum \frac{\sin(n\frac{\pi}{3})}{n} \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{m}), \\ &\dots \\ F_m(t) &= \frac{4}{\pi} \times \\ &\times \sum \frac{\sin(n\frac{\pi}{3})}{n} \cos(n\omega t - \frac{2(m-1)\pi}{m}), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где ω – частота тока, формируемого инвертором; $n = 2mk \pm 1, k = 0, 1, 2, 3, \dots$

Учитывая, что в любой момент времени $i_1 + i_2 + \dots + i_m = 0$, получим выражение для результирующего вектора тока нагрузки [2]:

$$i = \frac{2}{m} i_d [F_1(t) + \bar{a}F_2(t) + \dots + \bar{a}^{(m-1)}F_m(t)] = i_d \bar{F}_T(t), \quad (3)$$

где $\bar{F}_T(t)$ – результирующий вектор коммутационной функции инвертора тока.

Так как изменение коммутационных функций фаз происходит только в моменты коммутации, то результирующий вектор $\bar{F}_T(t)$ в межкоммутационный период имеет постоянную величину и направление, и в моменты, соответствующие моментам коммутации тока в фазах нагрузки, скачком перемещается в положение, составляющее угол $\frac{2\pi}{m}$ к прежнему положению. Это перемещение соответствует перемещению вектора постоянной амплитуды, которое происходит не непрерывно, а скачками. Воспользовавшись разложениями функций $F_1(t), F_2(t), \dots, F_m(t)$ в ряд Фурье, запишем выражение для результирующего вектора:

$$\bar{F}_T(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} [e^{j\omega t} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2mk+1} e^{j(2mk+1)\omega t} - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2mk-1} e^{-j(2mk-1)\omega t}], \quad (4)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$

Итак, вектор $\bar{F}_T(t)$ m -фазного мостового инвертора тока представляет собой сумму прямо и обратно вращающихся векторов с различными угловыми скоростями, причем векторы, скорость которых равна $(2mk+1)\omega$, вращаются в положительном направлении, т. е. в том же направлении, что и основная гармоника, а векторы, скорость которых равна $(2mk-1)\omega$, вращаются в отрицательном направлении.

Основная гармоника

$$\bar{F}_{T1}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} e^{j\omega t} \quad (5)$$

вращается в положительном направлении со скоростью ω . В моменты коммутации тока в двух фазах инвертора, т. е. при ωt , равном $0, \pi/m, 2\pi/m$ и т. д., функции

$\bar{F}_T(t)$ и $\bar{F}_{T1}(t)$ совпадают друг с другом и с осью фазы, не участвующей в коммутации.

Результирующий вектор коммутационной функции АИТ представляет собой вектор постоянной амплитуды, перемещающейся на фазовой плоскости скачками таким образом, что средняя скорость вращения равна ω [3]. При увеличении числа фаз величина скачков уменьшается, а средняя скорость вращения остается неизменной. При $m \rightarrow \infty$ величина скачка стремится к нулю и перемещение результирующего вектора коммутационной функции превращается в равномерное вращение со скоростью ω :

$$\bar{F}_T(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} e^{j\omega t}. \quad (6)$$

В системе координат, вращающейся со скоростью ω , направив вектор $\bar{F}_T(t)$ вдоль действительной оси, получим

$$\bar{F}_T(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} = F_T. \quad (7)$$

Уравнения динамики системы с идеализированным автономным инвертором. Для определения зависимости между u_{d2} и i_d в переходных режимах при известном дифференциальном уравнении нагрузки необходимо определить зависимости между u_{d2} и u . Для этого воспользуемся уравнением баланса мощности, вычисляя мощность нагрузки по выражению

$$p_e = \frac{m}{2} \text{Re}[i\bar{u}]. \quad (8)$$

Учитывая (3), получим выражение для реакции автономного инвертора тока:

$$u_{d2} = \frac{m}{2} \text{Re}[\bar{F}_T(t)\bar{u}]. \quad (9)$$

Необходимо отметить, что выражение (9) справедливо для любой системы координат, поскольку мощность m -фазной цепи определяется взаимным расположением векторов тока и напряжения и не зависит от скорости вращения системы координат, в которой они записаны.

При вычислении (9) воспользуемся системой координат, вращающейся в положительном направлении со скоростью ω , при этом действительная ось совпадает с направлением вектора $\bar{F}_T(t)$. В этом случае получим

АИТ

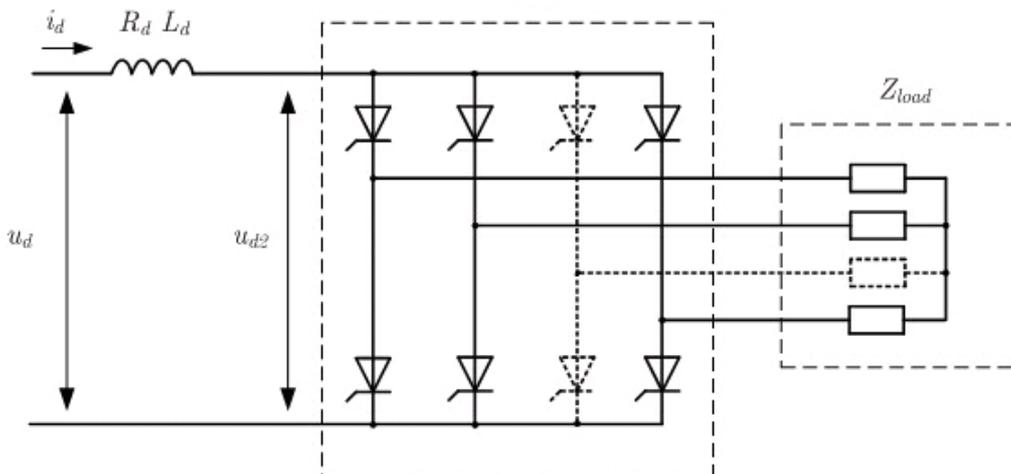


Рис. 1. Схема m -фазного инвертора тока

контура тока состоит из преобразователя с СИФУ, дроселя и автономного инвертора тока.

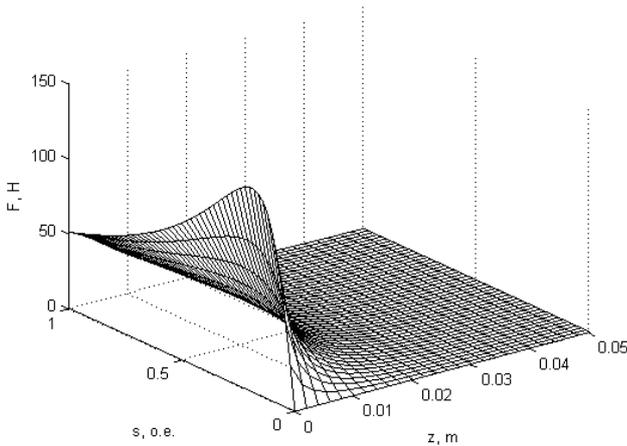


Рис. 3. График зависимости тягового усилия от скольжения и величины зазора между статором и вторичным элементом двигателя

При синтезе контура скорости на входе регулятора скорости сравниваются сигналы задания и обратной связи по скорости. Выходной сигнал этого регулятора является заданием тягового усилия двигателя. Блок ФПКТБФУ (рис. 6), состоящий из преобразователя частоты, двигателя, регулятора тока и звена, поддерживающего его потокоцепление постоянным, является устройством обработки задания по тяговому усилию. Эта обработка не может быть безынерционной, так как ФПКТБФУ включает инерционные силовые элементы, а также вентильные преобразователи, обладающие ограниченной частотой пропускания. Передаточную функцию ФПКТБФУ можно определить в виде апериодического звена

$$W(p) = \frac{1}{(T_{\mu}p + 1)}$$

Таким образом, мы получили ПИ-регулятор скорости, параметры которого подбираются экспериментально (рис. 7).

При анализе влияния автономного инвертора на динамические характеристики системы инвертор целесообразно расчленить на вентильный коммутатор и устройство принудительной коммутации. При анализе влияния вентильного коммутатора в рассмотрение вводится основная гармоника коммутационной функции, на чем

основан метод непрерывной аппроксимации применительно к вентильным коммутаторам.

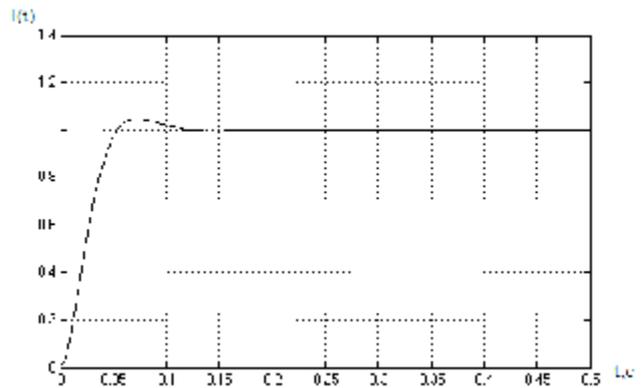


Рис. 5. График переходного процесса по задающему воздействию в контуре регулирования тока

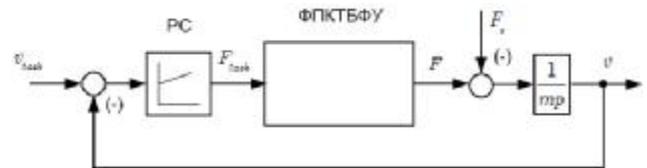


Рис. 6. Упрощенная структурная схема электропривода с регулятором скорости

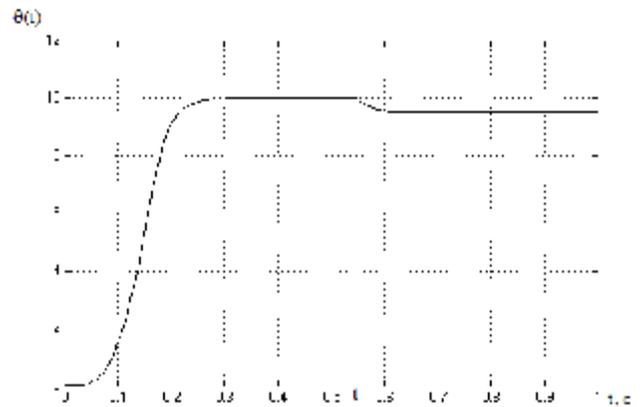


Рис. 7. График переходного процесса по задающему воздействию при пуске и при набросе нагрузки в контуре регулирования скорости в момент времени t_1

Таким образом, входное напряжение автономного инвертора тока пропорционально проекции результиру-

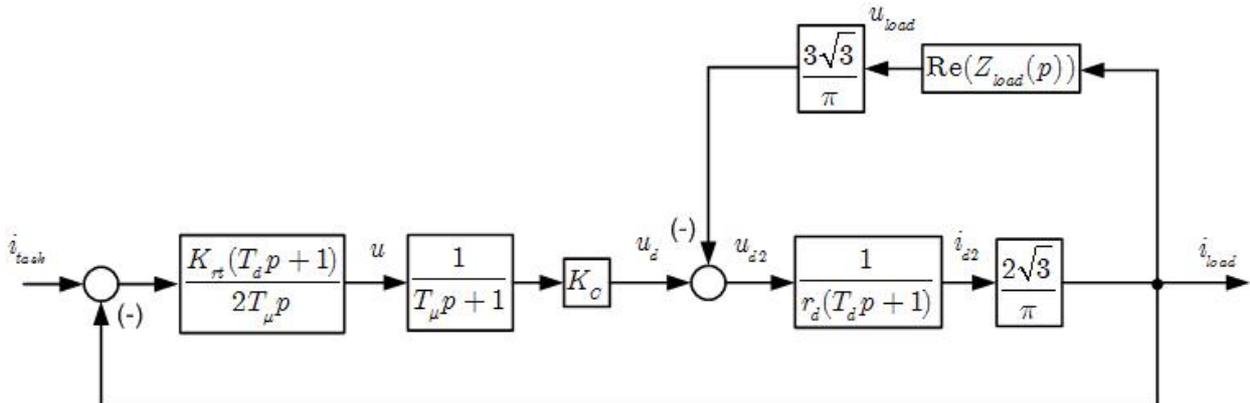


Рис. 4. Структурная схема контура регулирования тока

ющего вектора напряжения нагрузки на результирующий вектор тока. При линейной нагрузке и фиксированной выходной частоте ω автономный инвертор как элемент цепи постоянного тока может быть представлен в виде передаточной функции, которая для автономного инвертора тока пропорциональна действительной части операторного сопротивления нагрузки во вращающейся со скоростью ω системе координат.

При построении модели в пакете программ MatLAB используются программируемые блоки, значения которых получены при помощи полевого расчета многофазного ЛАД. Настройка контура регулирования тока производится по критерию модульного оптимума [5]. При единичном ступенчатом воздействии перерегулирование составляет 4,3 %. В контуре регулирования скорости используется ПИ-регулятор, параметры которого были определены экспериментально. Переходный процесс носит аperiodический характер. В результате система является устойчивой к различного рода возмущающим воздействиям.

Библиографический список

1. Эпштейн, Н. И. Автоматизированный электропривод переменного тока / Н. И. Эпштейн. М. : Энергоатомиздат, 1982.
2. Бражников, В. Ф. Метод анализа асинхронных многофазных двигателей с произвольным расположением обмоток при несинусоидальном напряжении питания / В. Ф. Бражников, В. И. Иванчура, Б. П. Соустин // Автоматизированные электромеханические системы / Новосибир. электротехн. ин-т. Новосибирск, 1980. С. 56–69.
3. Кривицкий, С. О. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами / С. О. Кривицкий, И. И. Эпштейн. М. : Энергия, 1970.
4. Суханов, В. В. Трехмерная модель линейного асинхронного двигателя с поперечным магнитным потоком / В. В. Суханов, Н.А. Никулин // Сб. материалов 5-й Международ. (16-й Всерос.) конф. по автоматизир. электроприводу. СПб., 2007.
5. Шаталов, А. С. Теория автоматического управления / А. С. Шаталов. М. : Высш. шк., 1977.

V. I. Ivanchura, V. V. Suchanov, N. A. Nikulin

INVESTIGATION DRIVE SYSTEM WITH THE MULTIPHASE TRANSVERSE FLUX LINEAR INDUCTION MOTOR

The investigation of transients in multiphase inverter electric drive system with the transverse flux linear induction motor is executed. The investigation of stability and synthesis of structure of necessary regulators is conducted.

Keywords: linear induction motor, switching function, independent inverter, regulator, multiphase system.

УДК 621.396.6-049.75:629.78

А. В. Юткин, О. А. Климкин, А. В. Дзювина

ВНЕДРЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА И ТЕПЛОМ АНАЛИЗЕ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

Рассмотрены различные системы проектирования на базе радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) космических аппаратов. Проанализированы принципы создания информационной структуры процесса проектирования РЭА. Предложены система хранения данных и схема обмена данными между системами проектирования и системой хранения данных.

Ключевые слова: проектирование, радиоэлектронная аппаратура, космический аппарат.

Процесс проектирования космического аппарата (КА) состоит из различных этапов, для совершенствования которых применяются различные методы и технологии. В данной статье рассматривается процесс внедрения информационных технологий при проектировании радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) космического аппарата.

Проектирование радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата состоит из следующих этапов: получения и согласования технического задания на разработку радиоэлектронной аппаратуры; проектирования электрической схемы РЭА; проектирования печатных плат;

проектирования конструкции прибора; теплового анализа печатных плат; механического анализа конструкции РЭА; составления конструкторской документации РЭА.

В настоящее время для проектирования радиоэлектронной аппаратуры используются различные системы автоматизированного проектирования (САПР) РЭА. Эти системы постоянно совершенствуются в связи с появлением новых стандартов и требований к проектированию РЭА, что значительно усложняет работу конструкторов. Для облегчения и ускорения разработки РЭА необходимо создать единую информационную систему для хра-