



УДК 621.314.26

М. В. Пронин, А. Г. Воронцов, С. М. Шопин, А. Р. Мамутов
ОАО «Силовые машины» (СПб)

Пульсации токов и момента многофазного двигателя на постоянных магнитах в зависимости от алгоритма управления

Разработан комплекс моделей системы с несколькими инверторами напряжения и многофазным двигателем на постоянных магнитах с несинусоидальными ЭДС (электродвижущая сила). Рассмотрено векторное управление двигателем в осях dq и в осях фаз. Установлено, что при искаженных ЭДС двигателя регулирование токов фаз в осях dq может приводить к увеличению пульсаций токов и электромагнитного момента. Регулирование токов в осях фаз двигателя позволяет уменьшить пульсации. Даны пояснения по различиям алгоритмов векторного управления.

Двигатель на постоянных магнитах, автономный инвертор напряжения, векторное управление, электромагнитный момент, пульсации, моделирование

В трехфазных синхронных двигателях (СД) синусоидальность ЭДС обеспечивается за счет ряда мероприятий: соединение фаз в звезду для устранения составляющих нулевой последовательности, сокращение шага обмотки статора для уменьшения определенных гармоник, распределение проводников по пазам, скос пазов статора, скос полюсов ротора и др. Векторное управление трехфазными СД строится обычно в осях dq и кроме прочего позволяет обеспечить синусоидальность токов фаз и малые пульсации электромагнитного момента.

В мощных низковольтных установках, например в системах электродвижения (СЭД) судов и кораблей, а также и в других системах применяются многофазные двигатели на постоянных магнитах (ДПМ). Многофазное исполнение машин позволяет распределить мощность преобразовательного оборудования по параллельно работающим каналам электропитания, обеспечить многотактный режим работы преобразователей по входу и выходу и за счет этого уменьшить искажения токов и напряжений, снизить потери энергии, уровни вибраций оборудования [1], [2].

В многофазных машинах, особенно в многополюсных ДПМ, возможности улучшения формы ЭДС ограничены. Уменьшаются или исчезают возможности распределения проводников по па-

зам. Машины выполняются с малым сокращением шага обмоток или без сокращения. В ДПМ сложно обеспечить синусоидальное распределение магнитного поля по окружности воздушного зазора.

В качестве примера на рис. 1 представлена линейная ЭДС холостого хода ДПМ с учетом высших гармоник, имеющего 6 трехфазных обмоток, взаимно сдвинутых по фазе на угол $\pi/18$ [1]. Диаграмма получена при стендовых испытаниях машины.

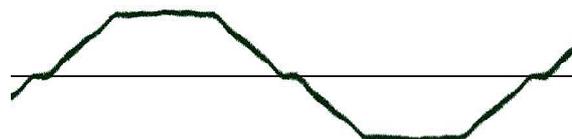


Рис. 1

На рис. 2 представлена осциллограмма токов первых фаз шести обмоток того же ДПМ, полученная при питании его от многоканальной системы автономных инверторов напряжения (АИН) при векторном управлении в осях dq . В рассмотренном режиме частоты основных составляющих токов близки к 40 Гц. Токи фаз ДПМ существенно не синусоидальны.

В данной статье рассматриваются причины значительных искажений токов многофазных ДПМ при векторном управлении в осях dq . Применительно к СЭД с 12-фазным ДПМ на компьютерных моделях

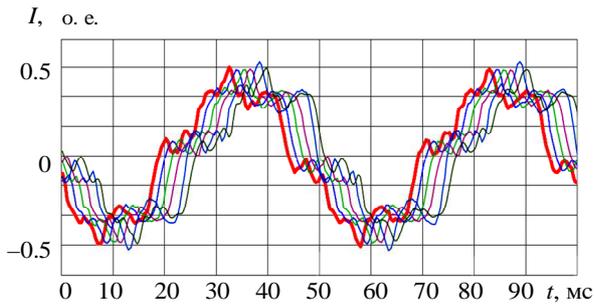


Рис. 2

осуществляется сравнение алгоритмов векторного управления в осях dq и в осях фаз. Оценка алгоритмов выполняется по качеству токов и электромагнитного момента ДПМ. Даются рекомендации по построению системы управления (СУ).

Силовая схема СЭД. Рассматривается СЭД, силовая схема которой представлена на рис. 3.

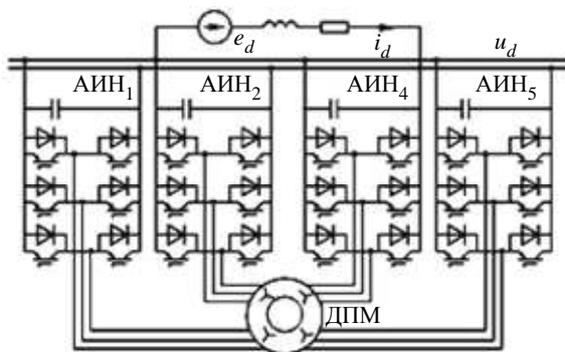


Рис. 3

СЭД содержит источник постоянного напряжения ограниченной мощности с ЭДС e_d и напряжением u_d , автономные инверторы напряжения АИН $_m$ ($m = 1, 2, \dots, 4$), ДПМ. Двигатель имеет 4 трехфазные обмотки, оси которых взаимно сдвинуты по фазе на угол $\pi/12$. Каждая обмотка ДПМ питается от индивидуального АИН. Все АИН питаются от источника постоянного напря-

жения и работают в многотактном режиме. ДПМ снабжен датчиком положения ротора (ДПР). СУ и ДПР на рис. 3 не показаны.

Векторное управление ДПМ в осях ротора.

Векторное управление ДПМ может быть построено в осях dq при использовании ДПР. Структурная схема СУ представлена на рис. 4 [2].

СУ содержит пропорционально-интегрирующий (ПИ-) регулятор частоты вращения ДПМ. На его входы поступают сигналы по заданной частоте ω_r и по фактической частоте вращения ротора ω . На выходе формируется заданная моментобразующая составляющая вектора тока i_{qr} (проекция заданных токов на ось q).

В СУ имеется также блок задания потокообразующей составляющей вектора тока i_{dr} (проекция заданных токов на ось d). Эта составляющая вычисляется в зависимости от фактической частоты вращения ротора ω таким образом, чтобы при номинальной частоте обеспечивались расчетные параметры машины.

Проекция токов i_{qr} и i_{dr} задаются одинаковыми для всех параллельно работающих каналов с АИН и трехфазными обмотками ДПМ. Равномерное распределение нагрузки между каналами обеспечивается регуляторами в составе СУ каналов.

В каждом канале осуществляется измерение токов фаз i_{nm} . Сигналы по токам передаются в блок преобразования координат. В этом блоке вычисляются проекции токов фаз АИН $_m$ на оси d и q , а именно i_{dm} и i_{qm} .

В каждом канале проекция токов по оси q регулируется ПИ-регулятором, на входы которого поступают сигналы i_{qr} и i_{qm} . На выходе формируется проекция напряжения управления данного канала на ось q , а именно u_{yqm} .

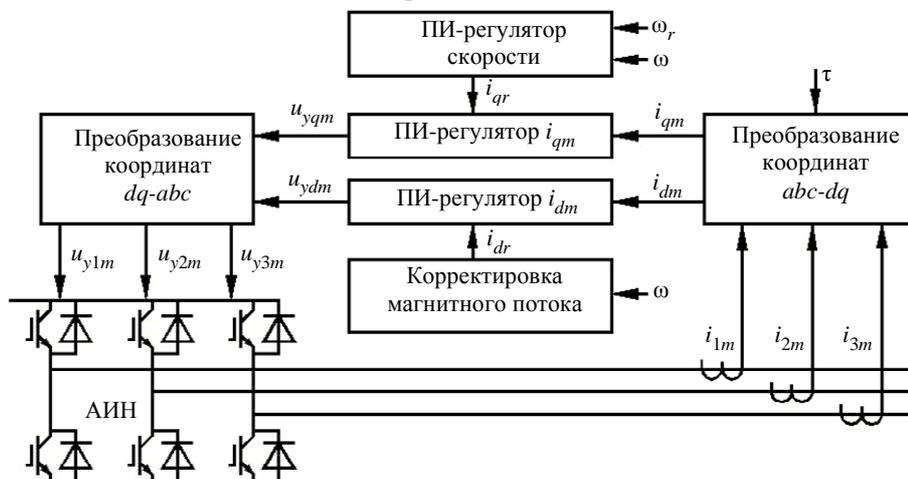


Рис. 4

В каждом канале проекция токов по оси d регулируется ПИ-регулятором, на входы которого поступают сигналы i_{dr} и i_{dm} . На выходе формируется проекция напряжения управления данного канала на ось d , а именно u_{ydm} .

Сигналы u_{yqm} и u_{ydm} передаются в блок преобразования координат. В этом блоке вычисляются проекции напряжений управления каждого АИН на оси фаз, а именно u_{ynm} .

Векторное управление ДПМ в осях фаз статора. Другой вариант векторного управления ДПМ в рассматриваемой СЭД заключается в использовании пропорциональных (П-) регуляторов токов в каждой фазе каждого АИН и в устранении статических ошибок с помощью трехфазных фильтров напряжений управления [2]. Структурная схема системы управления представлена на рис. 5.

СУ содержит ПИ-регулятор частоты вращения ДПМ. На его входы поступают сигналы по заданной частоте ω_r и по фактической частоте ω . На выходе формируется заданная амплитуда токов фаз I_m всех АИН.

В каждом канале СЭД заданные токи фаз формируются задатчиком токов. На входы задатчика поступают сигналы по амплитуде токов I_m , по угловому положению ротора τ (от ДПР), по фазовому сдвигу оси φ_m трехфазной обмотки данного канала, по заданному сдвигу φ_{IE} вектора тока относительно вектора ЭДС холостого хода. На выходе блока формируются заданные токи фаз i_{rmm} .

Сигналы по заданным токам фаз i_{rmm} и по измеренным токам i_{nm} поступают на входы ПИ-

регуляторов токов. На выходах этих регуляторов формируются «токовые» составляющие напряжений управления u_{yinm} .

«Токовые» составляющие напряжений управления u_{yinm} суммируются с «гладкими» составляющими u_{yunm} , в результате чего формируются трехфазные системы напряжений управления u_{ynm} каждого АИН.

«Гладкие» составляющие напряжений управления u_{yunm} формируются трехфазным фильтром, как описано в [2].

Математические и компьютерные модели СЭД. Математические модели рассматриваемых СЭД построены по методологии моделирования систем по взаимосвязанным подсистемам [3]. В соответствии с этой методологией СЭД разделяется на части, связанные друг с другом зависимыми элементами, например зависимыми источниками напряжения и тока. Выполняется математическое описание подсистем и их связей. Полученные уравнения объединяются в алгоритм расчета. Алгоритм содержит внутренний итерационный цикл решения системы алгебраических уравнений и внешний цикл интегрирования переменных. На каждом шаге расчета по времени в итерационном цикле определяются параметры зависимых элементов, через которые подсистемы связаны друг с другом. В цикле интегрирования определяются значения переменных при их изменении во времени. Компьютерные модели построены по указанному математическому описанию на языке программирования C++. Модели встроены в программную оболочку, в которой предусмотрены

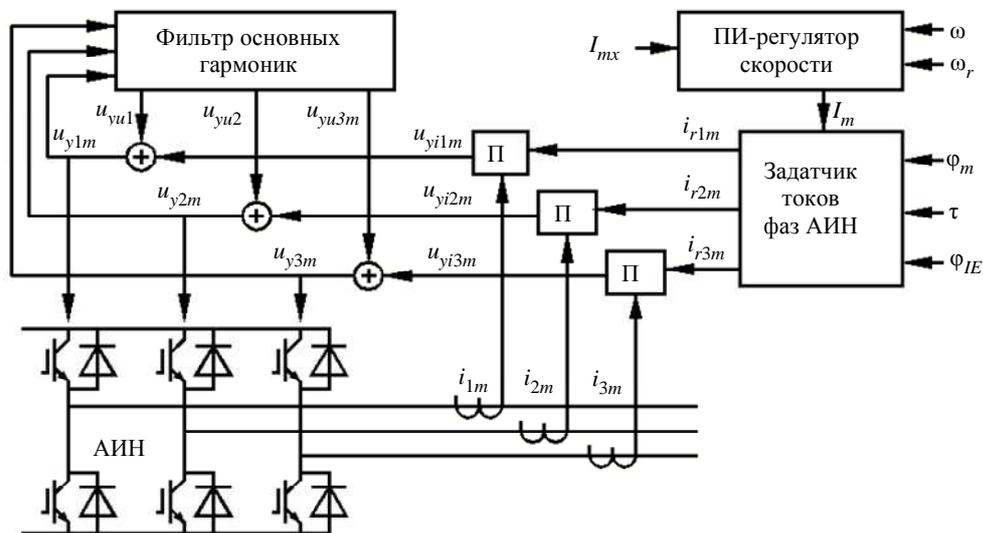


Рис. 5

ввод данных, вывод результатов расчетов (в том числе в графической форме), анализ результатов [3]. Примеры построения аналогичных моделей и результаты расчетов аналогичных систем приведены во многих публикациях [1]–[10].

Работа СЭД при синусоидальных ЭДС ДПМ.

Одно из сравнений рассматриваемых систем векторного управления в СЭД (рис. 6) выполнено для конструкции ДПМ с синусоидальными ЭДС фаз. При расчетах напряжение питания СЭД принято равным 1000 В. Частота ШИМ в АИН составляет 4 кГц; частота напряжений ДПМ – 13.3 Гц; мощность двигателя – несколько мегаватт; линейное напряжение обмоток ДПМ – 600 В. Результаты расчета номинального режима работы СЭД также представлены на рис. 6.

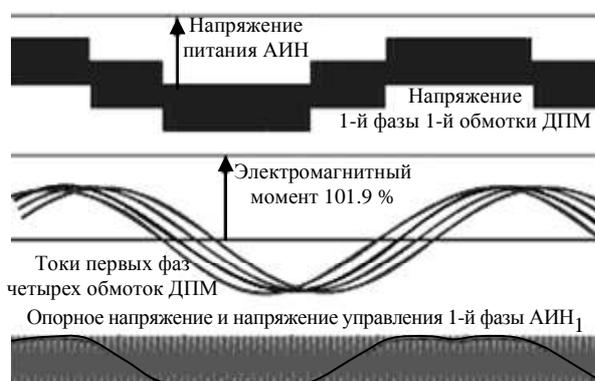


Рис. 6

На диаграмме изображены: напряжение питания АИН, напряжение фазы на выходе АИН₁ (напряжение 1-й фазы 1-й обмотки ДПМ), электромагнитный момент ДПМ, токи первых фаз всех обмоток ДПМ, опорное напряжение и напряжение управления 1-й фазы АИН₁. Рассчитанный режим работы СЭД обеспечивается как при использовании векторной СУ в осях *dq*, так и при управлении в осях фаз. Различий в результатах расчета практически нет. Таким образом, при синусоидальных ЭДС ДПМ обеспечивается синусоидальность токов фаз и, следовательно, отсутствие существенных пульсаций электромагнитного момента независимо от алгоритма векторного управления.

Необходимо отметить, что структура СУ в осях *dq* проще, поэтому при синусоидальных ЭДС ДПМ этот способ управления имеет преимущество перед другими.

Работа СЭД при несинусоидальных ЭДС ДПМ и векторном управлении в осях ротора. Иначе выглядят диаграммы токов, напряжений и

электромагнитного момента ДПМ, если ЭДС двигателя не синусоидальны и соответствуют рис. 7, а векторное управление осуществляется в осях *dq* ротора. Диаграмма, рассчитанная на компьютерной модели для номинального режима работы СЭД, также представлена на рис. 7.

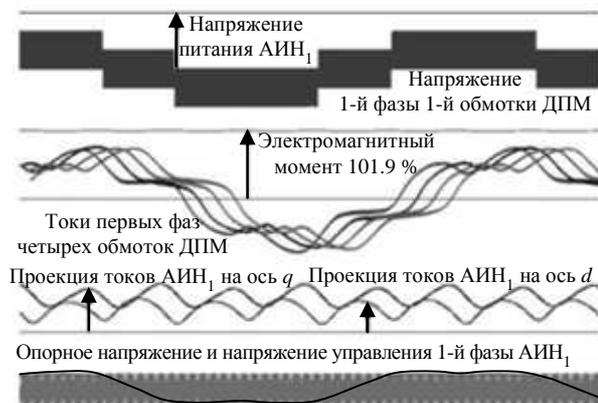


Рис. 7

В табл. 1 представлены результаты гармонического анализа тока 1-й фазы 1-й обмотки ДПМ, а также электромагнитного момента в зоне частот от 0 до 100 Гц. Коэффициент искажения в таблице отражает относительное содержание неосновных составляющих.

Таблица 1

Номер гармоники	<i>f</i> , Гц	<i>I_v</i> , А	<i>M_v</i> , о. е.
0	0	1346.43	101.975
1	13.38	322.01	0.06
5	66.94	–	–
6	80.33	–	0.382
Коэффициент искажения		0.239	0.0037

Из рис. 7 и из табл. 1 видно, что токи фаз ДПМ существенно искажены. Проекции токов фаз на оси *d* и *q* содержат кроме постоянных (основных) также и гармонические составляющие. Пульсации электромагнитного момента невелики, поскольку высшие гармоники токов фаз различных обмоток ДПМ взаимно компенсируются в результирующем магнитном поле машины вследствие взаимного сдвига по фазе осей этих обмоток.

Работа СЭД при несинусоидальных ЭДС ДПМ и векторном управлении в осях фаз статора. При несинусоидальных ЭДС ДПМ (см. рис. 1) и векторном управлении в осях фаз диаграмма напряжений, токов и электромагнитного момента, рассчитанная на модели СЭД для номинального режима работы, представлена на рис. 8.

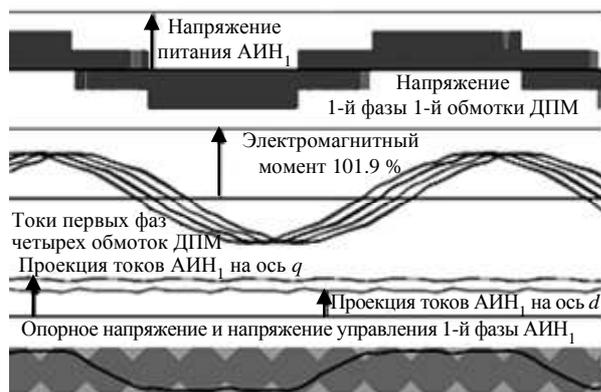


Рис. 8

В табл. 2 представлены результаты гармонического анализа тока 1-й фазы 1-й обмотки ДПМ, а также электромагнитного момента в зоне частот от 0 до 100 Гц.

Таблица 2

Номер гармоники	f , Гц	I_v , А	M_v , о. е.
0	0	–	100.63
1	13.3	–	0.0
5	66.51	1360.39	0.0
6	80.33	34.15	0.0
Коэффициент искажения		0.033	0.0003

Как видно из рис. 8 и табл. 2, токи фаз ДПМ искажены в меньшей степени, чем при векторном управлении в осях dq (см. рис. 7 и табл. 1). Соответственно, проекции токов фаз на оси d и q содержат в основном постоянные составляющие (гармонические составляющие малы).

Пояснения по различиям векторных систем управления многофазных ДПМ. Проекция синусоидальных симметричных токов фаз ДПМ на оси d и q ротора представляют собой постоянные токи, неизменные в установившихся режимах работы. В проекциях на оси dq искаженных токов фаз существуют переменные составляющие. При этом 5-м гармоникам обратной последовательности и 7-м гармоникам прямой последовательности токов фаз соответствуют 6-е гармоники в проекциях на оси dq , 11-м и 13-м гармоникам токов фаз соответствуют 12-е гармоники в проекциях, и т. д.

В алгоритме векторного управления по осям dq (см. рис. 4) ПИ-регуляторы проекций токов обеспечивают формирование основных (постоянных) составляющих с нулевой ошибкой в установившихся режимах. Соответственно изменяются основные (синусоидальные) составляющие токов фаз, обеспечивая заданный режим работы ДПМ.

По переменным составляющим проекций токов ПИ-регуляторы также формируют управляющие воздействия. При этом в ПИ-регуляторах обратные связи по отклонению переменных формируют сигналы, направленные на уменьшение гармоник. Обратные связи по интегралу отклонения переменных формируют сигналы, смещенные по фазе. Смещение фаз управляющих воздействий может быть таким, что высшие гармоники будут не подавляться, а усиливаться. Возможное качество такого регулирования отражено на рис. 7 и в табл. 1.

Подавление высших гармоник в токах путем увеличения коэффициентов усиления ПИ-регуляторов в обратных связях по отклонению допустимо в ограниченных пределах, так как приводит к снижению устойчивости системы.

При векторном управлении в осях фаз статора многофазного ДПМ с несинусоидальными ЭДС (см. рис. 5) свойства СУ соответствуют пропорционально-интегральному регулированию, при котором в установившихся режимах ошибки в регулируемых переменных отсутствуют. В установившихся режимах работы системы основные (синусоидальные) составляющие напряжений управления АИН формируются многофазными фильтрами. П-регуляторы токов фаз в установившихся режимах взаимодействуют только с высшими гармониками и их действие направлено на подавление гармоник. Исследования на моделях СЭД показывают, что допустимо значительное увеличение коэффициентов П-регуляторов, позволяющее почти на порядок уменьшить содержание высших гармоник в токах фаз по сравнению с векторным управлением в осях dq (см. табл. 1 и 2). Соответственно, на порядок уменьшаются и пульсации электромагнитного момента ДПМ.

Векторное управление в осях dq ротора многофазным ДПМ с несинусоидальными ЭДС приводит к существенным искажениям токов фаз, что подтверждено на компьютерных моделях. При этом алгоритме управления значительны также пульсации электромагнитного момента ДПМ.

Векторное управление в осях фаз статора многофазным ДПМ с несинусоидальными ЭДС позволяет уменьшить искажения токов фаз, что подтверждено на компьютерных моделях. При этом алгоритме управления минимизируются также пульсации электромагнитного момента ДПМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Modeling a transistor converter-fed permanent magnet poly-phase machine and a variable-frequency drive controller under non-sinusoidal back-EMF conditions / M. Pronin, O. Shonin, G. Gogolev, A. Vorontsov, S. Shopin; EPE, Barcelona, Spain, Sept. 8–10, 2009. Barcelona, 2009. P. 1–10.
2. Control algorithms for a multistage VSI-fed poly-phase PMSM electric drive with non-sinusoidal back-EMF / M. Pronin, O. Shonin, G. Gogolev, A. Vorontsov; EPE-PEMC, Ohrid, Macedonia, Sept. 6–8, 2010. Ohrid, 2010. Vol. 5. P. 33–39.
3. Пронин М. В. Электромеханотронные системы. Создание на основе комплекса уточненных быстродействующих моделей. Саарбрюккен, Германия: Lambert Academic Publishing, 2011. 224 с.
4. Пронин М. В., Воронцов А. Г. Активная фильтрация напряжений и токов сети в установках с высоковольтными тиристорными преобразователями // Горное оборудование и электромеханика. 2005. № 5. С. 41–45.
5. Пронин М. В. Моделирование и анализ системы с многофазным асинхронным генератором и многотактным активным выпрямителем / Электротехника. 2006. № 5. С. 55–61.
6. Пронин М. В., Воронцов А. Г. Система с многофазным асинхронным генератором и несколькими активными преобразователями // Электротехника. 2007. № 10. С. 41–45.
7. Пронин М. В., Воронцов А. Г., Терещенков В. В. Моделирование систем с асинхронными машинами и транзисторными преобразователями с учетом потерь энергии // Изв. вузов. Электромеханика. 2008. № 3. С. 33–38.
8. Пронин М. В., Воронцов А. Г., Терещенков В. В. Управление многотактным активным выпрямителем экскаватора ЭКГ-35К // Горное оборудование и электромеханика. 2009. № 10. С. 29–33.
9. A model of semiconductor converter-fed asynchronous machines taking into account energy losses and thermal processes / M. Pronin, O. Shonin, Y. Koskin, A. Vorontsov, P. Kalatchikov; EPE-PEMC 2008, Sept. 1–3, 2008. Poznan, Pol., 2008. С. 852–859.
10. Control system of the multistage active rectifier energizing power shovel multi-motor variable-frequency drive for mining applications / M. Pronin, O. Shonin, A. Vorontsov, G. Gogolev; EPE-2011. Birmingham, En, 30 Aug. – 1 Sept., 2011. Birmingham, En., 2011. P. 1–8.

M. V. Pronin, A. G. Vorontsov, S. M. Shopin, A. R. Mamutov
OJSC «Power machines» (Saint-Petersburg)

CURRENT AND TORQUE PULSATIONS OF MULTIPHASE PERMANENT-MAGNET MOTOR IN TERMS OF CONTROL ALGORITHMS

This paper presents a complex of system models provided with several voltage inverters and a multiphase permanent-magnet motor with nonsinusoidal electromotive forces (EMFs). Vector control of a motor along the dq axes and the phase axes is discussed herein. It has been established that, with the motor EMFs being distorted, regulation of the phase currents along the dq axes may cause an increase in the current and electromagnetic torque pulsations. The current regulation along the phase axes permits to reduce the pulsations. Moreover, provided are explanations for differences in the vector control algorithms.

Permanent-magnet motor, inverter voltage, vector control, electromagnetic torque, pulsations, modeling
