

ных режимов при эксплуатации. В результате анализа изменения статорных токов АД при неполнофазных режимах инвертора установлено, что может быть предложен обобщенный алгоритм идентификации возможных неполнофазных режимов инвертора, заключающийся в том, что наступление данных режимов определяется, если в одной из фаз двигателя отсутствует статорный ток, либо данный ток – однополюрен. После этого асинхронный ЭП с АИН-ШИМ принудительно автоматически отключается.

5. По сравнению с полнофазными режимами работы АИН-ШИМ в рассмотренных неполнофазных режимах количество комбинаций, описывающих возможные состояния силовых ключей инвертора и соответствующие им значения обобщенного вектора \overline{U}_s , значительно возрастает – с 8 до 36.

6. Разработанное математическое описание и имитационная модель асинхронного ЭП с АИН-ШИМ, основанные на использовании методов обобщенных векторов и эквивалентного источника напряжения, позволяют при заметном упрощении расчетов производить исследование неполнофазных режимов в асинхронных ЭП с АИН-ШИМ. Сравнение расчетных результатов, полученных на имитационной модели, с экспериментальными данными, снятыми на электроприводе с преобразователем частоты ЭКТ4-10/380-50 и электродвигателем 4А132S6У3 мощностью 5,5 кВт, свидетельствуют об их расхождении между собой не более, чем на 5–8 %, что вполне достаточно для инженерных расчетов.

На основі методів узагальнених векторів і еквівалентного джерела напруги розроблена імітаційна модель асинхронного електропривода з АИН-ШИМ. За допомогою зазначеної моделі проведено дослідження, виконаний аналіз і запропоновано узагальнений алгоритм ідентифікації неповнофазних режимів інвертора, викликаних зникненням керуючих імпульсів на одному чи кількох силових ключах інвертора.

On the basis of generalized vectors and equivalent voltage source methods the simulation model of asynchronous electric drive with VSI-PWM is developed. The researches are conducted with the help of this model, the analysis is performed and the generalized algorithm for the inverter mode identification, caused by disappearance of control pulses on one or more inverter power switches, is offered.

УДК 621.314

Н. И. Фалалеев

Особенности электромагнитных процессов в 4q-s преобразователе при питании от однофазного источника

Исследованы особенности электромагнитных процессов в 4q-s преобразователе при питании от однофазного источника. Выявлены особенности режимов работы фильтров, связанные с ограниченной частотой коммутации полностью управляемых силовых ключей.

В связи с совершенствованием элементной базы силовых полупроводниковых приборов появилась возможность широкого использования активных выпрямителей для коррекции коэффициента мощности. В технической литературе такие выпрямители получили название «4q-s преобразователей» и находят приме-

Перечень ссылок

1. Метельский В. П., Лохматов А. Г. Эффективные алгоритмы управления в аварийных режимах частотно-регулируемыми асинхронными электроприводами с автономными инверторами напряжения // Электротехника та електроенергетика. – 2005. – №1. – С. 54–58.
2. Thomsen J. S., Kallesoe C. S. Stator Fault Modelling of Induction Motors // SPEEDAM 2006 – International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. – 2006. – С. 9. – Р. 6–11.
3. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MatLab 6.0. – С.-П.: КОРОНА, 2001. – 320 с.
4. Разевич В.Д. Применение программ P-CAD и PSPICE для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. В 4 выпусках. – М.: Радио и связь, 1992.
5. Пивняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
6. Архангельский Б.Н. Аналитическое выражение кривой намагничивания электрических машин // Электричество. – 1950. – №3. – С.30–31.
7. Чиженов И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. школа, 1974. – 430 с.

Поступила в редакцию 3.10.06 г.

нение в общепромышленных электроприводах, где требуется рекуперация энергии в питающую сеть [1]. В последние годы 4q-s преобразователи стали использоваться в электрической тяге в электропоездах с рекуперацией энергии в сеть [2, 3].

Исследование электромагнитных процессов в та-

ких преобразователях проводится обычно методом основной гармоники с использованием разложения кривой тока (напряжения) в ряд Фурье, а также методами математического (компьютерного) моделирования [1, 2, 4]. Недостаток известных исследований заключается в том, что они посвящены, как правило, рассмотрению только общих энергетических характеристик для входных цепей преобразователей. При этом электромагнитные процессы, протекающие в отдельных элементах электрооборудования, остаются мало исследованными.

Вместе с тем, в процессе проектирования преобразователей разработчиков интересуют исследования, позволяющие определить максимальные значения токов (напряжений) в элементах схемы для правильного выбора их параметров. Особенно остро эта задача стоит в мощных преобразователях, где частота коммутации управляемых ключей находится в пределах 300 ÷ 400 Гц.

Данная статья посвящена рассмотрению особенностей электромагнитных процессов для фильтра второй гармоники в 4q-s преобразователе при питании от однофазной сети.

Исходная расчетная схема представлена на рис. 1 (обозначения, указанные на рис. 1, расшифровываются по тексту).

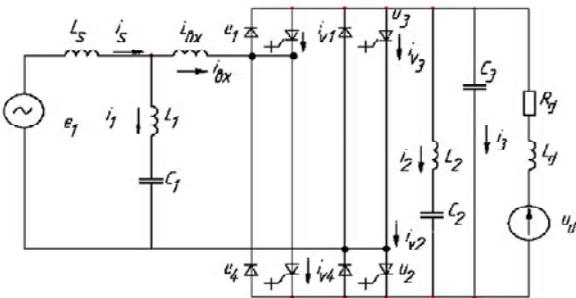


Рис. 1. Расчетная схема 4q-s преобразователя с входным фильтром

Пренебрегая потерями в цепях накачки конденсатора фильтра C3 и полагая ток нагрузки i_d непрерывным при отсутствии фильтра на входе выпрямителя, а также исходя из баланса мощностей, максимальную амплитуду пульсаций входного тока выпрямителя I_{BX} в режиме пуска или глубокого регулирования (когда активная составляющая тока выпрямителя близка к нулю) определим из соотношения:

$$L_{BX} \frac{I_{BX}^2}{2} = C_3 \frac{U_{d \max}^2 - U_{d \min}^2}{2}, \quad (1)$$

где $L_{BX} = L_1 + L_{BX}$ – суммарная индуктивность цепи питания, приведенная ко вторичной обмотке трансформатора.

Принимая $U_{d \max} = U_{dH} + \Delta U_c$, $U_{d \min} = U_{dH} - \Delta U_c$, $\Delta U_c = 0,05U_H$ и выполнив преобразования из (1), получим:

$$I_{BX} = \sqrt{\frac{4C_3 U_H \Delta U_c}{L_{BX}}} \approx 0,45 \frac{U_H}{\rho}, \quad (2)$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L_{BX}}{C_3}}$ – волновое сопротивление контура $L_{BX} - \tilde{N}_3$.

Пульсации тока фильтра второй гармоники определим, полагая, что пульсация тока конденсатора фильтра звена постоянного тока приблизительно изменяется по синусоидальному закону с периодом модулирующей частоты ω_M и амплитудой, равной ΔU_{C3} . Конденсатор \tilde{N}_3 полагаем источником напряжения.

Исходное уравнение цепи $L_2 - C_2$ для определения напряжения пульсаций ΔU_{C3} имеет вид:

$$L_2 C_2 \frac{d^2 U_{C2}}{dt^2} + r_2 C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} + U_{C2} = \Delta U_{C3} \sin(\omega_M t + \psi), \quad (3)$$

где r_2 – активное сопротивление контура, которое включает в себя активное сопротивление реактора L_2 , соединительных проводов и эквивалентное сопротивление конденсаторов \tilde{N}_2 и \tilde{N}_3 ; ψ – начальная фаза включения.

В дальнейшем для простоты анализа полагаем значения: $\psi = 0$ или $\psi = \frac{\pi}{2}$ (которые определяют граничные значения изменения токов и напряжений).

Решая дифференциальное уравнение (3), получим выражение для напряжения на конденсаторе фильтра \tilde{N}_2 :

$$U_{C2} = U_{mC2} \sin(\omega_M t + \psi_C) - U_{mc2} e^{-at} \left(\sin \psi_C \cos \omega_{o2} t + \frac{6}{\omega_o} \sin \psi_C \sin \omega_{o2} t + \frac{\omega_M}{\omega_{o2}} \cos \psi_C \sin \omega_{o2} t \right), \quad (4)$$

где $U_{mC2} = \frac{\Delta U_{C3}}{Z \omega_M C_2 \omega_{o2}}$.

В этом выражении:

$$\left. \begin{aligned} Z &= \sqrt{\left(\omega_M L_2 - \frac{1}{\omega_M C_2} \right)^2 + r^2}; \\ \omega_{o2} &= \sqrt{\frac{1}{L_2 C_2} - \delta^2}; b = \frac{r_2}{2L_2}; \\ \psi_C &= \psi - \varphi - \frac{\pi}{2} \text{ (или с учетом} \\ &\text{принятых ранее допущений: } \varphi = 0, \frac{\pi}{2}); \\ \psi_{C1} &= -\left(\varphi + \frac{\pi}{2} \right), \psi_{C2} = -\varphi; \\ \varphi &= \arccos \frac{r}{Z}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Дифференцируя первое уравнение из (4), найдем ток i_{C2} конденсатора \tilde{N}_2 :

$$i_{C2} = I_{mC2} \sin(\omega_M t + \psi_i) - I_{mC2} \left[\left(\frac{\omega_{o2}}{\omega_M} \cos \psi_i - \frac{\delta}{\omega_{o2}} \sin \psi_i \right) \sin \omega_{o2} t + \sin \psi_i \cos \omega_{o2} t \right] e^{-\delta t}, \quad (6)$$

где используются обозначения:

$$\left. \begin{aligned} \psi_i &= \psi - \varphi \text{ или } \psi_{i1} = -\varphi; \\ \varphi_{i2} &= \frac{\pi}{2} - \varphi; \\ I_{mC2} &= \frac{\Delta U_{C2}}{Z \omega_{o2}}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Анализ (4) и (6) показывает, что слагаемые правых частей указанных уравнений содержат вынужденную составляющую (которая соответствует установившемуся режиму):

$$U_{mC2} \sin(\omega_M t + \psi_C) \text{ и } I_{mC2} \sin(\omega_M t + \psi_i) \quad (8)$$

и свободные составляющие (амплитуда которых затухает по экспоненциальному закону $e^{-\delta t}$), имеющие частоту собственных колебаний контура.

Анализ свободных составляющих напряжений на конденсаторе свидетельствуют о том, что составляющая $\sin \psi_C \cos \omega_{o2} t$ не может вызвать значительных перенапряжений, так как значение указанного произведения не превышает по абсолютной величине единицы. В связи с малым значением величины затухания контура, составляющая $\frac{\delta}{\omega_{o2}} \sin \psi_C \sin \omega_{o2} t$

мала и при $\delta = 0$ превращается в нуль.

Третья составляющая $\frac{\omega_M}{\omega_{o2}} \cos \psi_C \sin \omega_o t$ может достигать больших значений при увеличенном соотношении $\frac{\omega_M}{\omega_{o2}}$. В нашем случае при частоте модуляции $f_M = 300 - 450$ Гц и частоте контура 100 Гц значение этого соотношения может находиться в пределах: 3–4,5. Таким образом, амплитуда переменной составляющей на конденсаторе может увеличиваться в (4–5,5) раз против установившегося значения амплитуды пульсаций.

Проводя аналогичный анализ выражения (6) для тока конденсатора \tilde{N}_2 , можно сделать вывод, что увеличенные токи могут быть вызваны соответствующей

составляющей $\frac{\omega_{o2}}{\omega_M} \cos \psi_i \sin \omega_{o2} t$, но при значительно меньшей собственной частоте контура ω_o по сравнению с модулирующей частотой ω_M .

Однако, это соотношение должно проверяться для других контуров, в частности, для контура: $C_1 - L_1 - L_{вх.} - L_2 - C_2$, т. к. в нем емкости C_1 и C_2 , индуктивность L_1 и индуктивности $L_{вх.}$ и L_2 соединены последовательно, что может привести к изменению отношения $\frac{\omega_o}{\omega_M}$. Собственная частота последнего контура (без учета потерь) находится в виде:

$$\omega_{o\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_{вх.} + L_2) \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} = \sqrt{\frac{1}{L_3 C_3}}. \quad (9)$$

Из (9) после сравнения со значением собственной частоты ω_{o2} получим, что для исключения повышенных амплитуд токов эквивалентная индуктивность L_3 контура не должна увеличиваться быстрее, чем уменьшается эквивалентная емкость конденсаторов. Это условие, как правило, соблюдается, если:

$$\frac{C_3}{C_2} \geq \frac{L_3}{L_3}. \quad (10)$$

Поэтому емкость C_1 должна увеличиваться в большей степени, чем растет эквивалентная индуктивность рассматриваемого контура, что следует учитывать при расчете параметров входных фильтров.

При правильно выбранных параметрах соотношения между емкостью и индуктивностью входного фильтра определяется соотношением:

$$\frac{C}{L} = \frac{(K_\omega^2 - 1)}{K_\omega^2}, \quad (11)$$

из которого следует, что в зависимости от кратности K_ω частот фильтра и основной гармоники значение

отношения $\frac{L}{C}$ находится в пределах: $\frac{9}{4} \div \infty$. Меньшие значения соответствуют частоте фильтра второй гармоники. Таким образом, установка фильтров высокого порядка не приводит к нарушению условия (10). Проверку соотношения (10) следует производить при наличии конденсатора для компенсации коэффициента сдвига ($\cos \varphi$), так как для первой гармоники соотношение (11) равно нулю.

Полученные соотношения для определения максимального входного тока, амплитуды пульсаций на

конденсаторе фильтра, условий для определения возможности появления резонанса следует использовать при выборе параметров фильтрового оборудования и полупроводниковых приборов для 4q-s преобразователя.

Перечень ссылок

1. Чехет Э. М., Соболев В. Н., Полищук М. И. Современные тенденции построения 4-х квадрантных преобразователей частоты. // Proceedings of the 3rd international scion tides and technical conference on unconventional electromechanical and electrical systems. 19–20 September, 1977. Alyshta, Ukraine, vol.1, p.147–58. Technical university Pres, Szczecin, 1999.

2. Литовченко В. В. Определение энергетических показателей электроподвижного состава переменного тока с 4q-S преобразователями // Электротехника. – 1993. – № 3. – с. 23.
 3. Киселев И. П. Краткий обзор истории европейских высокоскоростных поездов, ч.1 // Железные дороги мира–2005. – № 12. – с. 20–36.
 4. Андриенко П. Д., Горпинич П. А., Сухарев В. Н. Рекомендации к построению системы регулирования 4q-S преобразователя. // Электрический журнал. – 1996. – № 1. – с. 4–8.

Поступила в редакцию 09.10.06 г.

После доработки 31.10.06 г.

Досліджені особливості електромагнітних процесів 4q-s перетворювача при живленні від однофазного джерела. Виявлено особливості режимів роботи фільтрів, що пов'язані з обмеженою частотою комутації цілком керованих силових ключів.

The features of electromagnetic processes of the 4q-s converter at the feed from a mono-phase source are examined. The peculiarities of filter mode operations related to the limited frequency of commutation of completely controlled power switches are investigated.

УДК 621.313

А. В. Волков, Ю. С. Скалько

Математическая модель общих потерь мощности в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе

Разработана математическая модель общих потерь мощности в асинхронном электроприводе с автономным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией, предназначенная для решения оптимизационных задач энергосберегающего управления в указанном электроприводе. Посредством данной модели рассчитаны потери мощности для электропривода насоса мощностью 1600 кВт, определены оптимальные значения модуляционной частоты и соотношения между амплитудой и частотой основной гармоники выходного напряжения инвертора.

В связи с происходящим широким внедрением во всех отраслях хозяйства ведущих стран мира (а также Украины) частотно-регулируемых (ч-р) асинхронных электроприводов (ЭП) и вследствие одновременно наблюдающихся в последние годы процессов заметного удорожания электроэнергии и обострения проблемы энергосбережения, становятся чрезвычайно актуальными задачи исследования потерь мощности в современных ч-р асинхронных ЭП, создаваемых на основе автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), а также перехода к энергосберегающему управлению данными электроприводами. Для эффективного решения указанных задач (с применением современных вычислительных средств, существенно снижающих трудоемкость проведения исследований по сравнению с экспериментом, и на основе существующего мощного математического аппарата теории управления) остро востребовано практикой создание необходимого «инструмента» для таких исследований – математической модели общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП с АИН-ШИМ.

Несмотря на большое внимание, которое уделяется в научно-технической литературе исследованию потерь мощности в ч-р асинхронных ЭП, все известные в этой области работы фактически рассматривают, к сожалению, лишь отдельные составляющие указанных потерь и, как правило, с существенными упрощающими допущениями. А именно: в работах [1–3] исследуются потери только внутри ч-р асинхронного двигателя (причем без учета модуляционной составляющей этих потерь, вызванной влиянием несинусоидальной формы статорных токов и напряжений двигателя); в работах [4, 5] рассматриваются потери мощности только в преобразователе частоты (но при этом потери мощности в элементах преобразователя описываются такими сложными математическими выражениями, которые на практике трудно применимы к последующим оптимизационным задачам управления). В работе [6] рассчитаны потери мощности, вызванные несинусоидальной формой фазных статорных токов в короткозамкнутом асинхронном двигателе (АД), получающем питание от АИН-ШИМ, но при этом оставлены без внимания потери мощности, выделя-