

## ФОРМИРОВАНИЕ ТОКОВ БЕСКОНТАКТНЫХ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ

**К.П. Акинин**, канд. техн. наук  
Институт электродинамики НАН Украины, Киев,  
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

*Рассмотрены особенности формирования токов статора бесконтактного магнитоэлектрического двигателя с помощью трехфазного инвертора напряжения. Приведены примеры расчета. Библ. 7, рис. 1.*

**Ключевые слова:** формирование токов статора, бесконтактный магнитоэлектрический двигатель, трехфазный инвертор напряжения, широтно-импульсная модуляция.

В настоящее время вопросам формирования токов в различных нагрузках с помощью транзисторных инверторов напряжения посвящено много исследований [1 – 7]. Это определяется разнообразием схем преобразователей и алгоритмов управления силовыми ключами, характером и параметрами нагрузки.

Рассмотрим особенности формирования токов в статорных обмотках бесконтактных магнитоэлектрических двигателей (БМД) малой мощности с беспазовым статором при поверхностной установке постоянных магнитов на валу ротора. Указанные конструктивные особенности таких двигателей означают, во-первых, квазистационарный закон распределения магнитной индукции в зазоре двигателя, во-вторых, относительно малое значение индуктивности обмотки статора. Под электродвигателями малой мощности будем понимать устройства мощностью от нескольких ватт до одного – двух киловатт.

В настоящее время для управления двигателями в электроприводах малой мощности, как правило, используются двухзвенные преобразователи частоты (ДПЧ) с выходными инверторами напряжения, для реализации которых могут быть использованы схемы однофазного полумостового инвертора (ОПИ) со средней точкой источника питания, однофазного мостового (ОМИ) и трехфазного мостового (ТМИ) инверторов напряжения.

Один, два или три ОПИ могут быть использованы для питания одно-, двух- или трехфазной обмотки двигателя соответственно. Достоинства: возможность независимого формирования токов в обмотках; возможность трехпроводного соединения двухфазной обмотки с силовой схемой; возможность включения в схему датчика тока фазы обмотки без гальванической развязки. Недостатки: необходимость использования источника питания со средней точкой.

Один или два ОМИ могут быть использованы для питания одно- или двухфазных обмоток двигателя соответственно (для питания трехфазных обмоток использование трех ОМИ нецелесообразно из-за большого количества силовых ключей). Достоинства: возможность независимого формирования токов в обмотках; возможность использования однополярного источника питания инвертора. Недостатки: необходимость четырехпроводного соединения двухфазной обмотки двигателя со схемой инвертора.

ТМИ может быть использован для питания двух- или трехфазных обмоток двигателей. Достоинства: возможность использования однополярного источника питания; возможность управления двухфазным двигателем от ТМИ при использовании однополярного источника питания (однако при этом возникают ограничения возможностей управления силовыми ключами из-за опасности возникновения сквозных токов, поэтому использование данной схемы может быть оправдано в редких случаях необходимости питания двухфазных двигателей от однополярных источников питания [6]); возможность трехпроводного соединения трехфазной обмотки со схемой инвертора.

В настоящее время из-за простоты технической реализации наибольшее распространение получила схема ТМИ, поэтому в данной статье рассмотрим особенности формирования токов двигателя с ее помощью.

Отметим ряд понятий, определяющих особенности разработки алгоритмов управления инверторами напряжения.

В работе [3] определено понятие постоянной или неизменной структуры силовой части инвертора напряжения. Неизменность структуры означает, что на всех интервалах между моментами переключения силовых ключей цепь нагрузки остается замкнутой. Сохранение неизменной структуры силового преобразователя определяет следствия: непрерывность тока в обмотках двигателя, а также постоянство структуры уравнений, описывающих контуры статорных токов.

При допущении изменяющейся структуры силовой части инвертора напряжения возможны нарушения непрерывности протекания токов, не совпадающие с моментами переключения силовых ключей. Интервалы существования неизменной структуры определяются параметрами источника питания и статорных обмоток двигателя. В режиме малых нагрузок и токов возможен режим прерывистых токов, при котором неизменность структуры силовой части нарушается, а цепь протекания тока оказывается разомкнутой.

Импульсное управление силовыми ключами обеспечивает широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) выходного напряжения инвертора. Разработка алгоритма ШИМ предполагает выбор модулирующей функции, задающей закон модуляции силовых ключей и длительность интервалов их включения, а также определение последовательности изменения состояний силовых ключей на периоде модуляции, при котором стремятся минимизировать количество их переключений.

По виду модулирующей функции алгоритмы ШИМ могут определяться прямоугольным (ШИМП или ШИР), синусоидальным или другими (СШИМ или часто определяемый аббревиатурой ШИМ) законами модуляции.

Алгоритмы управления могут отличаться продолжительностью интервалов включенных состояний силовых ключей на одном периоде первой гармоники ШИМ, например, алгоритмы при 120 или 180 эл. град., при которых одновременно включаются два или три силовых ключа соответственно.

Рассмотрим теперь свойства двигателя.

При условиях стационарности и синусоидальности распределения магнитной индукции в зазоре, симметричности двигателя в электрическом и магнитном отношениях, а также пренебрежения потерями в железе запишем уравнение одной фазы обмотки статора БМД [2]:

$$L \cdot \frac{di_A}{dt} = u_A - R \cdot i_A - e_A, \quad (1)$$

где  $u_A, i_A, e_A$  – напряжение питания, ток и ЭДС фазы обмотки двигателя;  $R, L$  – активное сопротивление и индуктивность фазы обмотки. ЭДС статорной обмотки можно определить как

$$e_A = k_\omega \cdot E_{1N} \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (2)$$

где  $\omega$  – электрическая частота вращения двигателя;  $E_{1N}$  – амплитуда ЭДС статора при номинальном значении частоты вращения  $\omega_N$ ;  $k_\omega = \omega/\omega_N$  – коэффициент глубины регулирования частоты вращения.

Для обобщения параметров двигателя и результатов исследований в работе [1] предложен ряд обозначений:  $u_R$  – падение напряжения на активном сопротивлении фазы обмотки;  $k_I = I_{1N} \cdot R/E_{1N}$  – относительное падение напряжения на активном сопротивлении в номинальном режиме, где  $I_{1N}$  – амплитуда синусоидального тока при номинальном моменте;  $T_E^* = T_E/T_{\omega N}$  – относительная величина электромагнитной постоянной времени фазы обмотки, где  $T_E = L/R$ , а  $T_{\omega N}$  – период  $T_\omega$  ЭДС статора при  $\omega_N$ . Для БМД указанные параметры могут принимать следующие значения:  $k_I = 0,02 \dots 0,2$ ;  $T_E = 0,0001 \dots 0,001$  с;  $T_E^* = 0,02 \dots 0,2$  (здесь и далее верхним индексом «\*» будем обозначать относительные значения параметров и переменных).

С учетом упомянутых обозначений уравнение (1) можно записать в более простом виде:

$$T_E \cdot \frac{d u_{RA}}{dt} = u_A - u_{RA} - e_A. \quad (3)$$

Введем обозначения относительных переменных величин:  $u_R^* = u_R/k_I$ ;  $e^* = e/E_{1N} = \omega/\omega_N = k_\omega$ . Полагая базовое значение электромагнитной постоянной времени, равным значению  $T_E$ , запишем уравнение (3) в относительных единицах:  $\frac{d u_R^*}{dt} = u_A^* - u_R^* - e^*$ .

В научно-технической литературе описаны различные критерии для сравнения алгоритмов формирования выходных токов инверторов напряжения [4, 5]. В данном случае целью формирования токов в статорных обмотках с приемлемым качеством является получение максимально возможного момента двигателя при минимальных дополнительных потерях в обмотках вследствие искажения тока статора. Если ЭДС статора описывается выражением (2), то максимальный момент двигателя может быть получен при формировании синусоидального тока. Таким образом, для случая питания электродвигателя от инвертора напряжения можно предложить ряд показателей качества формирования тока:  $\alpha_I$  – отношение значений действующего расчетного и эквивалентного по величине момента синусоидального тока;  $\alpha_{\Delta P} = \alpha_I^2 - 1$  – показатель для оценки относительных добавочных потерь в обмотках двигателя из-за искажений тока по сравнению со случаем синусоидального тока;  $f_M = 1/T_M$  – частота коммутации силовых ключей инвертора напряжения, где  $T_M$  – период модуляции ШИМ.

Сравнение способов формирования токов с помощью инверторов напряжения было бы более полным с учетом потерь в силовых ключах. Однако обобщение такого исследования затруднительно вследствие разнообразия возможных вариантов построения инверторов напряжения на базе силовых ключей типа MOSFET или IGBT. Поэтому ограничимся косвенным учетом динамических потерь в инверторе напряжения посредством частотного показателя  $f_M$ .

Для управления трехфазными БМД малой мощности с помощью ТМИ часто используется алгоритм ШИР при проводимости силовых ключей 120 эл. град. – режим так называемой шеститактной коммутации тока. Такое управление делает систему «ТМИ – БМД» подобной коллекторному двигателю постоянного тока, что определило широкое распространение в технической литературе термина «бесконтактный двигатель постоянного тока». Исследование режимов формирования токов в трехфазной статорной обмотке двигателя при проводимости силовых ключей ТМИ 120 эл. град., без учета высокочастотной ШИР, проведено в [1], где было показано, что в зависимости от параметров двигателя  $k_I$  и  $T_E^*$  показатель  $\alpha_I$  может принимать значения в диапазоне от 1,043 до 1,172.

Для предварительной оценки эффекта искажения тока из-за высокочастотной коммутации силовых ключей инвертора напряжения исследуем пилообразную функцию времени  $t$  вида  $y = \Delta \cdot t/T_M + 1 - \Delta/2$ , где  $\Delta$  – размах пульсаций пилообразной функции. Определим отношение действующего значения заданной функции к ее среднему значению  $\alpha_y = \sqrt{(12 + \Delta^2)/12}$  и показатель оценки относительных потерь  $\alpha_{\Delta Py} = \alpha_y^2 - 1$ . В табл. 1 приведены значения этих показателей в зависимости от величины  $\Delta$ . Приведенные данные позволяют выбрать величину пульсаций формируемой переменной с приемлемым уровнем искажений и потерь.

Следующим этапом исследований должна быть оценка частоты коммутации инвертора напряжения в зависимости от параметров двигателя при заданной величине  $\Delta$  размаха пульсаций формируемого тока.

В работе [1] рассчитаны относительные значения напряжения питания ТМИ при шеститактной коммутации тока. Для реализации ШИР в заданном диапазоне изменения ЭДС и тока

Таблица 1

$\Delta$	$\alpha_y$	$\alpha_y^2 - 1$
0,1	1,0004	0,0008
0,2	1,0017	0,0033
0,5	1,0104	0,0208
1,0	1,0408	0,0832
1,5	1,0897	0,1874
2,0	1,1547	0,3333

статора необходимо определить достаточно большую величину напряжения питания  $U_d$  инвертора. Для этого можно воспользоваться приближенной формулой  $U_d = k_3 \cdot E_{1N} \cdot (\sqrt{3} + 2 \cdot k_I)$ , где  $k_3$  – коэффициент запаса.

Приближенный расчет ШИР инвертора напряжения на любом из шестидесятиградусных интервалов его работы может быть выполнен в режиме стабилизации переменной  $u_R^*$  в режиме релейного регулирования с заданным значением размаха пульсаций  $\Delta$  в соответствии с уравнением

$$\frac{du_R^*}{dt} = k_d \cdot u_d^* - u_R^* - \sqrt{3} \cdot k_\omega,$$

где  $k_d$  – коэффициент, принимающий значения 1 или 0 в зависимости от включенного или выключенного состояния инвертора.

Таблица 2

$k_\omega$	$f_M^*(k_I = 0,02)$	$f_M^*(k_I = 0,2)$
1,0	43,12	5,623
0,8	68,06	8,088
0,6	76,71	9,170
0,4	69,07	8,917
0,2	45,14	7,289
0,1	27,06	5,970

Такой расчет постоянного тока на интервале повторяемости трехфазного инвертора с БМД на выходе соответствует режиму работы двигателя постоянного тока с механическим коллектором. В табл. 2 приведены значения относительных частот ШИР в зависимости от коэффициентов  $k_\omega$  и  $k_I$  при заданных  $k_3 = 1,2$  и  $\Delta = 0,2$ . При этом можно определить абсолютное значение частоты –  $f_M = f_M^*/T_E$ .

Рассмотрим теперь особенности формирования квазисинусоидальных токов в статорных обмотках БМД посредством ТМИ.

Совершенствование элементной базы для построения инверторов напряжения и систем управления ими определило условия для разработки новых алгоритмов управления инверторами для формирования квазисинусоидальных токов в нагрузке. Наиболее эффективным из них можно полагать алгоритм векторной ШИМ [4, 5] напряжения на выходе ТМИ, при котором выходное напряжение инвертора на периоде модуляции формируется как последовательность двух из шести ненулевых ( $S_1(100)$ ,  $S_2(110)$ ,  $S_3(010)$ ,  $S_4(011)$ ,  $S_5(001)$  и  $S_6(101)$ ) и одного из двух нулевых ( $S_7(111)$  и  $S_8(000)$ ) состояний силовых ключей ТМИ. Выбор пары ненулевых состояний для формирования заданного вектора напряжения определяется его положением в одном из шести секторов, ограниченных парой соседних стационарных векторов напряжения, соответствующих шести ненулевым состояниям.

Относительные длительности двух ненулевых и одного нулевого состояний инвертора определяются в соответствии с выбранной модулирующей функцией:

$$\tau_i^* = \frac{U_s}{U} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left( y\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_1\right) \right); \quad \tau_{i+1}^* = \frac{U_s}{U} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot (y(\alpha_1)); \quad \tau_0^* = 1 - \tau_i^* - \tau_{i+1}^*,$$

где  $i$  – номер стационарного вектора напряжения;  $U_s$  – модуль заданного вектора напряжения;  $U = 2 \cdot U_d / 3$  – модуль каждого из ненулевых стационарных векторов напряжения;  $\alpha_1$  – угол поворота заданного вектора напряжения в пределах каждого из шести секторов, ограниченных стационарными векторами напряжения, причем  $0 < \alpha_1 < \pi/3$ ;  $y(\alpha_1)$  – модулирующая функция. Определим ее варианты: синусоидальной функции  $y(\alpha_1) = \sin(\alpha_1)$ ; функции  $y(\alpha_1) = -0,2425 \cdot \alpha_1^2 + 1,081 \cdot \alpha_1$ , аппроксимирующей синусоидальную функцию для удобства цифровой реализации с узлом аппроксимации при  $\alpha_1 = 0,5105$  и модулем относительной погрешности аппроксимации 0,7838%; линейной функции  $y(\alpha_1) = 3 \cdot \alpha_1 / \pi$ .

В [4] обоснована эффективность так называемого «центрированного» алгоритма ШИМ [4, 5, 7], представленного последовательностью семи состояний силовых ключей инвертора на периоде модуляции:  $S_8 - S_1 - S_2 - S_7 - S_2 - S_1 - S_8$ . Данный алгоритм удобнее представить как две разные последовательности состояний на двух следующих один за дру-

гим периодах модуляции:  $S_8 - S_1 - S_2$  и  $S_7 - S_2 - S_1$ . При реализации таких последовательностей изменения состояний обеспечивается переключение пары силовых ключей при постоянстве структуры инвертора напряжения.

При условии идеальности силовых ключей ТМИ с трехфазной обмоткой двигателя на выходе может быть представлен двумя вариантами математических моделей:

$$L \cdot \frac{di_A}{dt} - L \cdot \frac{di_B}{dt} = U_1(n) - e_A + e_B - R \cdot i_A + R \cdot i_B;$$

$$L \cdot \frac{di_A}{dt} - L \cdot \frac{di_B}{dt} = U_2(n) - e_A + e_C - R \cdot i_A + R \cdot i_B; \quad i_C = i_A - i_B$$

и

$$T_E \cdot \frac{du_{RA}}{dt} - T_E \cdot \frac{du_{RB}}{dt} = U_1(n) - e_A + e_B - u_{RA} + u_{RB};$$

$$T_E \cdot \frac{du_{RA}}{dt} - T_E \cdot \frac{du_{RB}}{dt} = U_2(n) - e_A + e_C - u_{RA} + u_{RB}; \quad u_{RC} = u_{RA} - u_{RB},$$

где  $e_B = k_\omega \cdot E_{1N} \cdot \sin(\omega \cdot t - 2 \cdot \pi/3)$ ;  $e_C = k_\omega \cdot E_{1N} \cdot \sin(\omega \cdot t - 4 \cdot \pi/3)$ ;  $n$  – номера состояний силовых ключей инвертора или стационарных векторов напряжения:  $n = 1, 2, 3 \dots 7, 8$ ;  $U_1(n)$ ,  $U_2(n)$  – напряжения, соответствующие восьми состояниям силовых ключей, причем  $U_1(1) = U_d$ ,  $U_1(2) = U_d$ ,  $U_1(3) = 0$ ,  $U_1(4) = -U_d$ ,  $U_1(5) = -U_d$ ,  $U_1(6) = 0$ ,  $U_1(7) = 0$ ,  $U_1(8) = 0$ ,  $U_2(1) = 0$ ,  $U_2(2) = U_d$ ,  $U_2(3) = U_d$ ,  $U_2(4) = 0$ ,  $U_2(5) = U_d$ ,  $U_2(6) = U_d$ ,  $U_2(7) = 0$ ,  $U_2(8) = 0$ .

Полагая номинальную величину ЭДС статора и двойную величину токовой нагрузки, определим максимальную величину модуля напряжения задания:

$U_{S \max}^* = k_3 \cdot \sqrt{(1 + 2 \cdot k_I)^2 + (4 \cdot \pi \cdot T_E^* \cdot k_I)^2}$ . При реализации векторной синусоидальной ШИМ величина напряжения источника питания инвертора определяется как  $U_d = \sqrt{3} \cdot U_{S \max}$ .

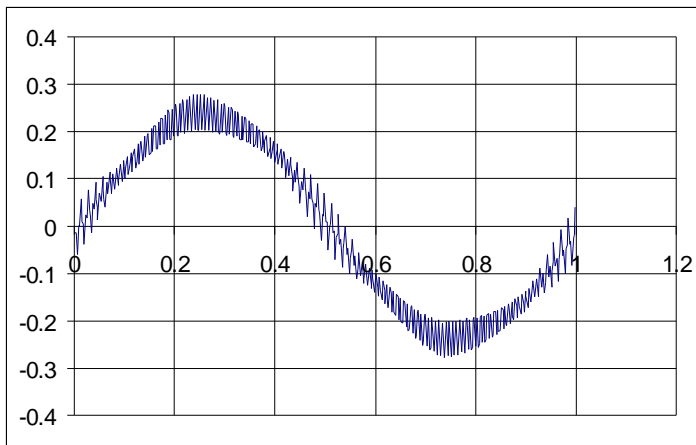
Определим теперь модуль и фазовый угол вектора напряжения, при котором обеспечивается формирование тока с заданной амплитудой, совпадающего по фазовому сдвигу с ЭДС обмотки:

$$U_S^* = \sqrt{(k_\omega + k_I)^2 + (2 \cdot \pi \cdot T_E^* \cdot k_\omega \cdot k_I)^2}; \quad \varphi = \arctg\left(\frac{-2 \cdot \pi \cdot T_E^* \cdot k_\omega \cdot k_I}{k_\omega + k_I}\right).$$

Для примера расчета режима векторной ШИМ инвертора напряжения в соответствии с приведенным математическим описанием исследуем процессы формирования квазисинусоидальных токов статора двигателя с параметрами  $k_\omega = 1$ ,  $k_I = 0,24$  и  $T_E^* = 0,045$ . При рассчитанных параметрах заданного вектора напряжения инвертора единственным фактором, определяющим качество формирования тока статора, является отношение  $N_M$  количества периодов модуляции ШИМ к величине периода первой гармоники выходного напряжения. Для указанного двигателя ряду значений параметра  $N_M$  – 36, 72, 144 и 288 соответствует ряд значений показателя качества формирования тока  $\alpha_I$  – 1,099, 1,026, 1,007 и 1,002. На рисунке показана кривая относительной переменной  $u_R^*$  для случая векторной ШИМ при  $N_M = 144$  и  $\alpha_I = 1,007$ . Так может быть получен приемлемый уровень пульсаций тока статора БМД.

Таким образом, качество формирования токов в статорных обмотках БМД посредством инвертора напряжения определяется рядом факторов: величиной электромагнитной постоянной времени статора и ее отношением к периоду ЭДС статора, соотношениями между величинами напряжения источника питания, ЭДС статора и падения напряжения на активном сопротивлении обмотки, структурой инвертора напряжения, частотой и алгоритмом коммутации силовых ключей инвертора напряжения.

Бесконтактные двигатели с беспазовым статором при поверхностной установке постоянных магнитов на роторе как нагрузка инвертора напряжения существенно отличаются



от традиционно используемых и более распространенных асинхронных двигателей. Для первых, характеризующихся относительно малыми значениями электромагнитных постоянных времени статора, необходима реализация ШИМ в сверхзвуковом диапазоне частот. В то же время при указанном диапазоне малых мощностей таких двигателей, а также относительно низком уровне напряжения источников питания инверторов напряжения в пределах нескольких десятков вольт возможна

эффективная практическая реализация инвертора на основе высокочастотных силовых ключей типа MOSFET с относительно низкими значениями статических и динамических потерь.

1. Акинин К.П., Антонов А.Е., Киреев В.Г. Бесконтактный магнитоэлектрический двигатель с инвертором напряжения // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України. – 2007. – № 2(17). – С. 24–29.
2. Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника: Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002. – 304 с.
3. Глазенко Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока – Л.: Энергия, 1973. – 304 с.
4. Виноградов А.Б., Изосимов Д.Б. Анализ энергетических показателей и методика выбора оптимальных алгоритмов широтно-импульсной модуляции для управления трехфазным инвертором напряжения // Электричество. – 2009. – № 5. – С. 37–41.
5. Михальський В.М. Перетворювачі частоти і напруги з широтно-імпульсною модуляцією: Аналіз та наукове обґрунтування шляхів підвищення якості електроенергії: Автореф. дис. ... докт. техн. наук / Ін-т електродинаміки НАН України. – Київ, 2010. – 41 с.
6. Akinin K.P., Bondar E.S. Electromechanical system with a combined electric supply for temperature regulation in the refrigeration chamber of a refrigerated vehicle // Proceedings of the 2nd International Scientific and Technical conference on Unconventional Electromechanical and Electrotechnical systems. Des. 1996. Szczecin and Miedzyzdroje, Poland, Vol. 2. – P. 423–426.
7. Hyun-Soo Kim, Hyung-Tae Moon, Myung-Joong Youn On-line dead-time compensation method using disturbance observer // IEEE Transactions on Power Electronics. Nov. 2003. Vol. 18. – P. 1336–1345.

УДК 621.313.17

**К.П. Акинин**, канд. техн. наук  
 Інститут електродинаміки НАН України,  
 пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

#### **Формування струмів безконтактних магнітоелектричних двигунів**

*Розглянуто особливості формування струмів статора безконтактного магнітоелектричного двигуна за допомогою трифазного інвертора напруги. Наведено приклади розрахунків. Бібл. 7, рис. 1.*

**Ключові слова:** формування струмів статора, безконтактний магнітоелектричний двигун, трифазний інвертор напруги, широтно-імпульсна модуляція.

#### **K.P. Akinin**

Institute of electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,  
 Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

#### **Formation of currents of permanent magnet brushless motors**

*Formation features of stator currents of permanent magnet brushless motor by means of three-phase voltage inverter are considered. Examples of stator currents computation are given. References 7, figures 1.*

**Key words:** formation of stator currents, permanent magnet brushless motor, three-phase voltage inverter, puls-width modulation.

Надійшла 27.01.2011  
 Received 27.01.2011