

Рис. 5. Зависимости статических потерь от угла φ_2

Таким образом, используя полученные соотношения, можно вычислить средние и действующие значения токов силовых приборов и оценить статические потери в них, что является важной составляющей при тепловом расчете, необходимом для оценки массогабаритных показателей схемы.

Розглянуто електромагнітні процеси в напівмостовій схемі інвертора з ШІМ. Отримано співвідношення для розрахунку середніх та діючих значень струмів у силових напівпровідникових приладах. Подано оцінки статичних витрат для інверторів з одно- та двополярною ШІМ.

Electromagnetic processes of half-bridge voltage-source inverter with one-pole PWM are given. The ratio for average and operating current value in power semiconductor devices is obtained. Estimation of static losses for inverter with one- and two-pole PWM is presented.

УДК 621.313

В. П. Метельский, А. Г. Лохматов

Исследование, анализ и идентификация неполнофазных режимов инвертора в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе

На основе методов обобщенных векторов и эквивалентного источника напряжения разработана имитационная модель асинхронного электропривода с АИН-ШИМ. Посредством указанной модели проведены исследования, выполнен анализ и предложен обобщенный алгоритм идентификации неполнофазных режимов инвертора, вызванных исчезновением управляющих импульсов на одном или нескольких силовых ключах инвертора.

В последние годы наблюдается широкое внедрение частотно-регулируемых асинхронных электроприводов (ЭП) во всех отраслях хозяйства: металлургии, горнодобывающей промышленности, на транспорте, в коммунальном хозяйстве и т.д. Учитывая повышенную сложность и относительную дороговизну указанных ЭП, создаваемых, как правило, на основе трехфазного автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), в этих электроприводах принимаются определенные меры для предотвращения выхода из строя силовых элементов преобразователя частоты (ПЧ) или короткозамкнутого асинхронного двигателя (АД) при возможных аварийных ситуациях в этих электроприводах (например, при внутренних коротких замыканиях в инверторе, то-

Перелік посилань

1. Перетворювальна техніка. Підручник. Ч.2 / Ю. П. Гончаров, О. В. Будьонний, В. Г. Морозов, та ін./ За ред. В. С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.
2. Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника. Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002.– 304 с.
3. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие.– Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
4. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник / О. Г.Чебовский, Л. Г. Моисеев, Р. П. Недошивин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.
5. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додека-XXI, 2001. – 384 с.

Поступила в редакцию 10.05.06 г.

После доработки 05.10.06 г.

ковых перегрузках двигателя или обрыве его фазы, перенапряжениях на входе инвертора при торможении двигателя и др.) [1, 2].

Однако, до настоящего времени остаются не исследованными в зарубежной и отечественной научно-технической литературе неполнофазные режимы инвертора, возникающие в асинхронном ЭП с АИН-ШИМ при исчезновении импульсов управления одним или несколькими силовыми ключами инвертора. Такие режимы нередко возникают на практике из-за неисправностей в драйверах или системе управления инвертором. Сложность исследования таких неполнофазных режимов инвертора обусловлена тем, что для них в качестве инструмента исследования не удастся использовать существующие имитационные мо-

дели асинхронного ЭП с АИН-ШИМ (например, созданные в комплексах программ MatLab, PSPICE и др.) [3, 4], так как последними ныне не учитывается, в первую очередь, нелинейность кривой намагничивания АД (оказывающая значительное влияние на протекающие электромагнитные процессы в ЭП при неполнофазных режимах инвертора).

Целью статьи является разработка математического описания и имитационной модели, ориентированных на исследование электромагнитных процессов в асинхронном ЭП с АИН-ШИМ при неполнофазных режимах инвертора, проведение указанных исследований, анализ опасностей данных аварийных режимов для электропривода и их идентификация.

При разработке математического описания и имитационной модели будем исходить из следующих отличительных особенностей рассматриваемых аварийных режимов асинхронного ЭП с АИН-ШИМ:

1) в аварийных режимах становится невозможным упрощенное представление автономного инвертора напряжения идеальными силовыми ключами (как это зачастую возможно в рабочих режимах [5]), поскольку при закрытых силовых ключах АИН-ШИМ существует цепь для протекания токов через обратные диоды, шунтирующие силовые ключи инвертора;

2) в ряде неполнофазных режимов, приводящих к насыщению магнитной цепи асинхронной машины, невозможно пользоваться общепринятым идеализированным представлением последней [5], которое не учитывает фактически нелинейную форму кривой намагничивания этой машины.

Перечислим допущения, положенные в основу разработанной имитационной модели асинхронного ЭП с АИН-ШИМ:

1) все силовые вентили (диоды, транзисторные или тиристорные ключи) АИН-ШИМ или выпрямителя имеют близкое к нулю значение активного сопротивления (менее 0,001 Ом) в открытом состоянии или очень большое сопротивление (более 100 кОм) – в закрытом состоянии указанных вентилях;

2) не учитывается влияние углов коммутации вентилях выпрямителя;

3) не учитывается влияние защитных резистивно-емкостных цепей, устанавливаемых параллельно силовым ключам инвертора;

4) включение (открытие) и выключение (закрытие) силовых ключей в АИН-ШИМ полагается мгновенным (без временной задержки);

5) трехфазный короткозамкнутый АД полагается идеализированным [5];

6) учет изменения состояния магнитной цепи двигателя (а именно – изменение индуктивности L_m главной магнитной цепи) осуществляется в зависимости от текущего значения модуля I_m тока намагничивания двигателя (согласно кривой намагничивания, задаваемой, например, в виде арктангенциальной зависимости) [6].

Электрическая схема асинхронного электропривода с АИН-ШИМ показана на рис. 1, где используются следующие обозначения: $U_{\phi A}, U_{\phi B}, U_{\phi C}$ – сетевые

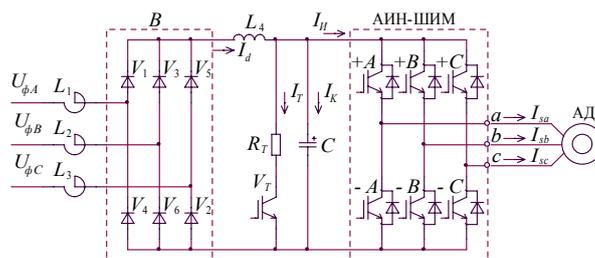


Рис. 1. Электрическая схема асинхронного электропривода с АИН-ШИМ

фазные напряжения (частотой 50 Гц); L_1, L_2, L_3 – токоограничивающие реакторы; B – выпрямитель (выполненный на диодах $V_1 - V_6$); L_4 – сглаживающий реактор; C – конденсатор сглаживающего фильтра; АИН-ШИМ – трехфазный автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией (выполненный на управляемых силовых ключах $+A, -A, +B, -B, +C, -C$ шунтируемых обратными диодами); R_T – резистор торможения; V_T – ключ торможения; АД – асинхронный двигатель (с клеммами подключения a, b, c статорных обмоток).

Схема на рис. 1 соответствует нерекуперативному исполнению асинхронного электропривода с АИН-ШИМ (т. е. – такому, в котором не происходит возврата энергии привода в питающую сеть). В случае рекуперативного исполнения асинхронного электропривода с АИН-ШИМ (в котором обеспечивается возврат энергии при торможении привода в питающую сеть) из схемы на рис. 1 исключаются резистор R_T и ключ V_T торможения, а неуправляемый диодный выпрямитель B заменяется на управляемый реверсивный выпрямитель $УВ$ [7].

Исходя из принципа работы трехфазной мостовой схемы неуправляемого выпрямителя B [7] и принятых ранее допущений, текущее значение выходной электродвижущей силы (ЭДС) E_d указанного выпрямителя находится из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} E_d &= E_d^+ - E_d^-, \\ E_d^+ &= \max \{U_{\phi A}, U_{\phi B}, U_{\phi C}\}, \\ E_d^- &= \min \{U_{\phi A}, U_{\phi B}, U_{\phi C}\} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где E_d^+ и E_d^- – соответственно максимальное и минимальное текущие значения сетевых фазных напряжений $U_{\phi A}, U_{\phi B}, U_{\phi C}$. Заметим, что на практике с учетом фактической работы реверсивного $УВ$ при углах управления, близких к нулю (для моста «Вперед») или близких к 180^0 эл.град. (для моста «Назад»), приведенные соотношения (1) могут быть приближенно распространены также на рекуперативный асинхронный ЭП.

Звено постоянного тока преобразователя частоты с АИН-ШИМ в схеме на рис. 1 описывается следующими математическими зависимостями [5, 7]:

$$\left. \begin{aligned} E_d &= R_d I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} + U_{\kappa}, \\ I_d &= I_{\kappa} + I_{И} + I_{Т}, \\ I_{\kappa} &= \frac{dU_{\kappa}}{dt}, \\ I_{Т} &= \begin{cases} U_{\kappa} / R_{Т} & \text{- при открытом ключе } V_{Т}, \\ 0 & \text{- при закрытом ключе } V_{Т} \end{cases} \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

В указанных зависимостях используются следующие обозначения: I_d – выходной ток выпрямителя; $I_{И}$ – входной ток инвертора; I_{κ} – ток конденсатора сглаживающего фильтра; $I_{Т}$ – ток в тормозном резисторе; U_{κ} – входное напряжение инвертора; R_d и L_d – для цепи постоянного тока преобразователя частоты соответственно эквивалентное активное сопротивление (в состав которого включены активные сопротивления обмоток силового трансформатора, подводных кабелей, токоограничивающих реакторов, шин постоянного тока преобразователя, открытых вентилях выпрямителя и сглаживающего реактора) и эквивалентная индуктивность (в состав которой включены индуктивности рассеяния силового трансформатора, токоограничивающих реакторов и сглаживающего реактора) [7].

Для математического описания трехфазного короткозамкнутого АД используем систему дифференциальных уравнений идеализированного АД, записанную в неподвижной относительно статора полярной координатной системе через обобщенные векторы статорного напряжения \bar{U}_s и тока \bar{I}_s , потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ двигателя в виде [5]:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + L_{\sigma} \frac{d\bar{I}_s}{dt} + k \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt}, \\ L_m \bar{I}_s &= \bar{\Psi}_r + T \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} - j z \omega T \bar{\Psi}_r, \\ M &= \frac{3}{2} z k \Psi_r I_s \sin(\theta_I - \theta_{\Psi_r}), \\ M - M_c &= J \frac{d\omega}{dt}, \\ I_{sa} &= I_s \cos \theta_I, \\ I_{sb} &= I_s \cos(\theta_I - 2\pi/3), \\ I_{sc} &= I_s \cos(\theta_I + 2\pi/3). \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

В системе (5) используются обозначения: M , ω и z – электромагнитный момент, угловая частота вращения (скорость) ротора и число пар полюсов двигателя соответственно; J и M_c – соответственно момент инерции и момент нагрузки привода, приведенные к валу двигателя; I_s , θ_I и Ψ_r , θ_{Ψ_r} – соответственно модули и аргументы обобщенных векторов статорного тока \bar{I}_s и потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ двигателя; I_{sa} , I_{sb} , I_{sc} – фазные статорные токи АД; R_s – активное сопротивление статора двигателя; L_m и L_{σ} – соответственно индуктивность намагничивания и суммарная индуктивность рассеяния АД; T и k – электромагнитная постоянная времени и коэффициент связи ротора двигателя.

Три последних параметра двигателя рассчитываются из следующих соотношений [5]:

$$\left. \begin{aligned} L_{\sigma} &= (L_{\sigma s} + k L_{\sigma r}), \\ T &= (L_m + L_{\sigma r}) / R_r, \\ k &= L_m / (L_m + L_{\sigma r}) \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

где $L_{\sigma s}$ и $L_{\sigma r}$ – индуктивности рассеяния статора и ротора двигателя соответственно; R_r – активное сопротивление ротора АД.

Для учета фактической нелинейности кривой намагничивания АД совместно с упомянутыми системами (3) и (4) следует одновременно решать следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Psi}_m &= k (\bar{\Psi}_r - L_{\sigma r} \bar{I}_s) = \Psi_m e^{j\theta_{\Psi_m}}, \\ \Psi_m &= A \operatorname{arctg}(B I_m / I_{mH}), \\ L_m &= \Psi_m / I_m \end{aligned} \right\}, \quad (5)$$

с помощью которой определяется текущее (варьируемое) значение индуктивности L_m намагничивания АД на каждом интервале расчета электромагнитных и электромеханических процессов электропривода (где $\hat{A} = 0,92$ и $\hat{A} = 1,91$ для электродвигателей серии 4А) [6]. В системе уравнений (5) применяются следующие обозначения: $\bar{\Psi}_m$, Ψ_m , θ_{Ψ_m} – обобщенный вектор главного потокосцепления (в воздушном зазоре) двигателя, его модуль и аргумент соответственно; I_m и I_{mH} – соответственно текущее и номинальное значение намагничивающего тока асинхронного двигателя.

При нормальном (полнофазном) режиме работы трехфазного мостового АИН-ШИМ в нем всегда одновременно открыты только три силовых ключа, комбинация которых условно обозначена номером m , изменяющимся от 1 до 8 согласно табл. 1 (где знак «+» обозначает открытое состояние, а знак «-» – закрытое

Таблица 1. Состояние силовых ключей инвертора и значения обобщенного вектора выходного напряжения инвертора (для полнофазного режима работы)

m	Состояние силовых ключей АИН-ШИМ						Обобщенный вектор напряжения $\overline{U_s}$	
	+A	-A	+B	-B	+C	-C	Модуль U_s	аргумент θ_U
1	+			+		+	$2 U_k/3$	0
2	+		+			+	$2 U_k/3$	$\pi/3$
3		+	+			+	$2 U_k/3$	$2\pi/3$
4		+	+		+		$2 U_k/3$	π
5		+		+	+		$2 U_k/3$	$4\pi/3$
6	+			+	+		$2 U_k/3$	$5\pi/3$
7	+		+		+		0	0
8		+		+	+	+	0	0

состояние силовых ключей инвертора) [5]. В этой же таблице показаны соответствующие различным комбинациям открытых и закрытых силовых ключей АИН-ШИМ значения модуля U_s и аргумента θ_U создаваемого обобщенного вектора выходного напряжения $\overline{U_s}$ инвертора для полнофазного режима работы. Нормальному (полнофазному) режиму работы АИН-ШИМ соответствуют возможные варианты подключения статорных обмоток АД, показанные на рис. 2, а, б.

В отличие от полнофазного, при неполнофазных режимах АИН-ШИМ (возникающих вследствие упомянутого исчезновения управляющих импульсов на одном или нескольких силовых ключах инвертора) существуют ин-

тервалы времени, когда открыты только по два или одному силовому ключу. Соответствующие неполнофазным режимам инвертора возможные комбинации открытых и закрытых силовых ключей трехфазного АИН-ШИМ показаны в табл. 2 – табл. 4. Причем, указанные комбинации силовых ключей инвертора соответствуют: в табл. 2 – исчезновению импульсов управления на одном ключе (+A); в табл. 3 – исчезновению импульсов управления на двух ключах (+A и -A) в одной фазе инвертора; в табл. 4 – исчезновению импульсов управления на двух ключах (+A и -A) в разных фазах и разных полюсах инвертора. При неполнофазных режимах инвертора появляются (кроме ранее рассмотренных вариантов на рис. 2, а, б) новые возможные варианты подключения статорных обмоток АД в АИН-ШИМ, показанные на рис. 2, в, г и характеризующиеся двухфазным подключением двигателя к разноименным или к одному из полюсов инвертора соответственно.

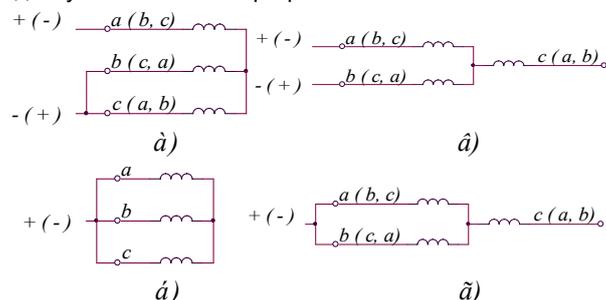


Рис. 2. Возможные варианты эквивалентных схем подключения статорных обмоток АД для неполнофазных режимов инвертора: а – с подсоединением трех статорных обмоток АД к разным полюсам инвертора; б – с замыканием между собой трех статорных обмоток АД; в – с подключением двух статорных обмоток АД к разным полюсам инвертора и обрывом третьей фазы; г – с замыканием между собой двух статорных обмоток АД и обрывом третьей фазы

Таблица 2. Состояние силовых ключей инвертора и значения обобщенного вектора выходного напряжения инвертора (для неполнофазного режима, вызванного исчезновением импульсов управления силовым ключом + A)

m	+A	-A	+B	-B	+C	-C	I_{sa}	I_{sb}	U_s	θ_U	θ_I
1	(+)			+		+	< 0		$2 U_k/3$	0	
2	(+)		+			+	< 0		$2 U_k/3$	$\pi/3$	
3		+	+			+	> 0		$2 U_k/3$	$2\pi/3$	
4		+	+		+				$2 U_k/3$	π	
5		+		+	+				$2 U_k/3$	$4\pi/3$	
6	(+)			+	+		< 0		$2 U_k/3$	$5\pi/3$	
7	(+)		+		+		< 0		0	0	
8		+		+		+			0	0	
11				+		+	0	≥ 0	0	0	$\pi/2$
12				+		+	0	< 0	0	0	$3\pi/2$
13			+			+	0	≥ 0	$U_k/\sqrt{3}$	$\pi/2$	$\pi/2$
14			+			+	0	< 0	$U_k/\sqrt{3}$	$\pi/2$	$3\pi/2$
15				+	+		0	≥ 0	$U_k/\sqrt{3}$	$3\pi/2$	$\pi/2$
16				+	+		0	< 0	$U_k/\sqrt{3}$	$3\pi/2$	$3\pi/2$
17			+		+		0	≥ 0	0	0	$\pi/2$
18			+		+		0	< 0	0	0	$3\pi/2$

Таблица 3. Состояние силовых ключей инвертора и значения обобщенного вектора выходного напряжения инвертора (для неполнофазного режима, вызванного исчезновением управляющих импульсов силовыми ключами + A и - A)

<i>m</i>	+ A	- A	+ B	- B	+ C	- C	I_{sa}	I_{sb}	U_s	θ_U	θ_I
1	(+)			+		+	< 0		$2 U_k/3$	0	
2	(+)		+			+	< 0		$2 U_k/3$	$\pi/3$	
3		(+)	+			+	> 0		$2 U_k/3$	$2\pi/3$	
4		(+)	+		+		> 0		$2 U_k/3$	π	
5		(+)		+	+		> 0		$2 U_k/3$	$4\pi/3$	
6	(+)			+	+		< 0		$2 U_k/3$	$5\pi/3$	
7	(+)		+		+		< 0		0	0	
8		(+)		+		+	> 0		0	0	
11				+		+	0	≥ 0	0	0	$\pi/2$
12				+		+	0	< 0			$3\pi/2$
13			+			+	0	≥ 0	$U_k/\sqrt{3}$	$\pi/2$	$\pi/2$
14			+			+	0	< 0			$3\pi/2$
15				+	+		0	≥ 0	$U_k/\sqrt{3}$	$3\pi/2$	$\pi/2$
16				+	+		0	< 0			$3\pi/2$
17			+		+		0	≥ 0	0	0	$\pi/2$
18			+		+		0	< 0			$3\pi/2$

Таблица 4. Состояние силовых ключей инвертора и значения обобщенных векторов выходного напряжения и тока инвертора (для неполнофазного режима, вызванного исчезновением управляющих импульсов силовыми ключами + A, и - B)

<i>m</i>	+ A	- A	+ B	- B	+ C	- C	I_{sa}	I_{sb}	U_s	θ_U	θ_I	I_s
1	(+)			(+)		+	< 0	> 0	$2 U_k/3$	0		
2	(+)		+			+	< 0		$2 U_k/3$	$\pi/3$		
	(+)		(+)			+	< 0	> 0				
3		+	+			+			$2 U_k/3$	$2\pi/3$		
		+	(+)			+		< 0				
4		+	+		+				$2 U_k/3$	π		
		+	(+)		+			> 0				
5		+		(+)	+			> 0	$2 U_k/3$	$4\pi/3$		
		(+)		(+)	+		> 0	> 0				
6	(+)			(+)	+		< 0	> 0	$2 U_k/3$	$5\pi/3$		
7	(+)		+		+		< 0					
8		+		(+)		+		> 0	0	0		
13			+			+	0	≥ 0	$U_k/\sqrt{3}$	$\pi/2$	$\pi/2$	
14			+			+	0	< 0			$3\pi/2$	
17			+		+		0	≥ 0	0	0	$\pi/2$	
18			+		+		0	< 0			$3\pi/2$	
19		+			+		≥ 0	0	$U_k/\sqrt{3}$	$7\pi/6$	$\pi/6$	
20		+			+		< 0	0			$7\pi/6$	
21		+				+	≥ 0	0	0	0	$\pi/6$	
22		+				+	< 0	0			$7\pi/6$	
23				(+)		+	0	> 0	0	0	$\pi/2$	
24				(+)		+	0	≤ 0				0
25			(+)			+	0	< 0	$U_k/\sqrt{3}$	$\pi/3$	$3\pi/2$	
26			(+)			+	0	≥ 0				0
27		(+)				+	> 0	0	0	0	$\pi/6$	
28		(+)				+	≤ 0	0				0
29	(+)					+	≥ 0	0	0	0		0
30	(+)					+	< 0	0				0
31				(+)	+		0	> 0	$U_k/\sqrt{3}$	$3\pi/2$	$\pi/2$	
32				(+)	+		0	≤ 0				0
33			(+)		+		0	≥ 0	0	0		0
34			(+)		+		0	< 0			$3\pi/2$	
35		(+)			+		> 0	0	$U_k/\sqrt{3}$	$7\pi/6$	$\pi/6$	
36		(+)			+		≤ 0	0				0
37	(+)				+		≥ 0	0	0	0		0
38	(+)				+		< 0	0			$7\pi/6$	

В упомянутых табл. 2 – табл. 4 одноразрядные номера ($1 \leq m \leq 8$) комбинаций соответствуют состояниям силовых ключей АИН-ШИМ, присущим полнофазным режимам работы инвертора, а двуразрядные номера ($11 \leq m \leq 38$) – неполнофазным режимам инвертора. В этих же таблицах показанным в скобках знаком «(+)» условно обозначена ситуация проводящего состояния обратного диода, шунтирующего данный силовой ключ инвертора, когда на данном ключе импульсы управления отсутствуют. При этом односторонняя проводимость обратных диодов учитывается в табл. 3 и табл. 4 принудительно задаваемыми (согласно данному состоянию диодов) значениями аргумента θ_I и модуля I_s выходного тока $\overline{I_s}$ инвертора. В табл. 2 – табл. 4 приведены соответствующие значения модуля U_s и аргумента θ_U обобщенного вектора выходного напряжения $\overline{U_s}$ трехфазного АИН-ШИМ, создаваемые при неполнофазных режимах инвертора.

Поскольку все неполнофазные режимы инвертора содержат интервалы времени, при которых одна из статорных обмоток (использующих соединение в «звезду» без нулевого провода) АД обесточена, а две другие соединены последовательно (согласно рис. 2, в, г), то на этих интервалах времени два выходных фазных напряжения инвертора равны между собой по амплитуде ($0,5 U_k$ или нулю), а третье выходное фазное напряжение – равно нулю. Соответственно (так же как и упомянутые значения выходных фазных напряжений инвертора) при неполнофазных режимах создается другое (чем в полнофазных) значение модуля U_s обобщенного вектора выходного напряжения $\overline{U_s}$ инвертора:

$$U_s = \left[\frac{2}{3} (U_{sa}^2 + U_{sb}^2 + U_{sc}^2) \right]^{\frac{1}{2}} = \begin{cases} \left\{ \frac{2}{3} \left[\frac{U_k^2}{4} + \frac{U_k^2}{4} + (0)^2 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} = \frac{U_k}{\sqrt{3}} & \text{для схем на рис. 2, в;} \\ \left\{ \frac{2}{3} [(0)^2 + (0)^2 + (0)^2] \right\}^{\frac{1}{2}} = 0 & \text{для схем на рис. 2, г} \end{cases} \quad (6)$$

а аргумент θ_U вектора $\overline{U_s}$ определяется из зависимости [5]:

$$\theta_U = \arctg \left[(U_{sb} - U_{sc}) / \sqrt{3} U_{sa} \right] + \pi [1 - \text{sign } U_{sa}] / 2. \quad (7)$$

Расчет входного тока I_{II} инвертора при полнофазном или неполнофазных режимах осуществляется из зависимостей:

$$I_{II} = \begin{cases} I_{sa}, & \text{при } m = 1, 19, 21, 27, 29, 35, 37; \\ -I_{sc}, & \text{при } m = 2; \\ I_{sb}, & \text{при } m = 3, 13, 15, 17, 23, 26, 31, 33; \\ -I_{sa}, & \text{при } m = 4, 20, 22, 28, 30, 36, 38; \\ I_{sc}, & \text{при } m = 5; \\ -I_{sb}, & \text{при } m = 6, 14, 16, 18, 24, 25, 32, 34; \\ 0, & \text{при } m = 7, 8, 11, 12. \end{cases} \quad (8)$$

Представление трехфазного АИН-ШИМ в составе имитационной модели в виде эквивалентного источника трехфазного напряжения, характеризуемого модулем U_s и аргументом θ_U обобщенного вектора выходного напряжения $\overline{U_s}$ инвертора из табл. 1 – табл. 4, позволило существенно упростить модель асинхронного ЭП с АИН-ШИМ. А именно, использование упомянутого метода (эквивалентного источника напряжения) позволяет избежать в моделях инвертора и двигателя проведение многочисленных расчетов для всех возможных электромагнитных цепей (которые были в состоянии теоретически проводить ток), задав заведомо определенное значение аргумента θ_I обобщенного вектора статорного тока $\overline{I_s}$.

С помощью разработанной имитационной модели асинхронного ЭП с АИН-ШИМ, созданной на основе зависимостей (1)–(8) и значений из табл. 1 – табл. 4 (решаемой в проекциях обобщенных векторов $\overline{U_s}$, $\overline{I_s}$, $\overline{\Psi_r}$, $\overline{\Psi_m}$ на оси неподвижной ортогональной системы « $\alpha - \beta$ » [5]) исследованы указанные неполнофазные режимы для преобразователя частоты ЭКТ4-10/380-50 и электродвигателя 4А132S6У3, работающего в стационарном режиме с номинальной нагрузкой. Рассчитанные процессы изменения статорных токов I_{sa} , I_{sb} , I_{sc} и электромагнитного момента M двигателя, а также напряжения U_k на конденсаторе фильтра приведены: на рис. 3 – при исчезновении импульсов управления одним ключом (+ А); на рис. 4 – при исчезновении импульсов управления двумя ключами (+ А и – А) в одной фазе инвертора; на рис. 5 – при исчезновении импульсов управления двумя ключами (+ А и – В) в разных фазах и разных полюсах инвертора.

Выводы

1. Неполнофазные режимы трехфазного АИН-ШИМ, возникающие при исчезновении управляющих импульсов на одном или нескольких силовых ключах инвертора, приводят к увеличению в 3,5–7 раз амплитуды фазного статорного тока двигателя, в 5–20 раз размаха пульсаций электромагнитного момента двигателя, а также – в 15–40 раз размаха пульсаций напряжения на конденсаторе фильтра. Указанные уве-

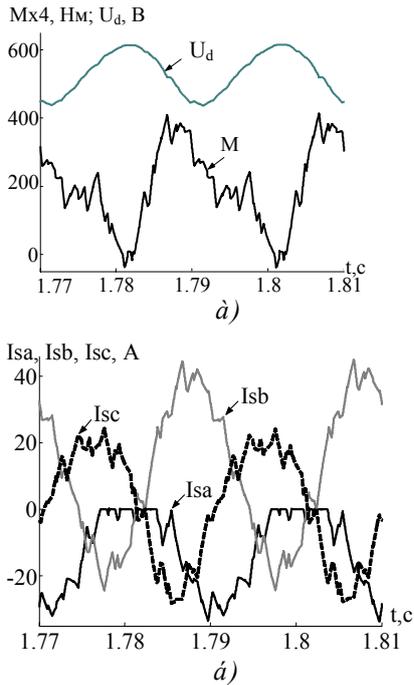


Рис. 3. Электромагнитные процессы, соответствующие исчезновению импульса управления на ключе + A

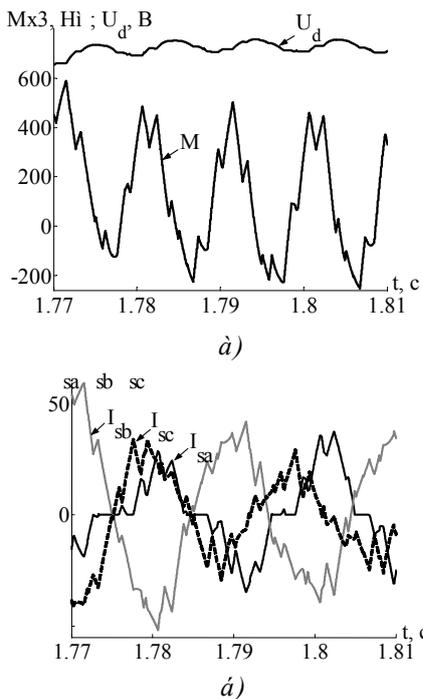


Рис. 4. Электромагнитные процессы, соответствующие исчезновению импульсов управления на ключах + A и - A

лические значения параметров режима опасны для электропривода, так как могут вызвать выходы из строя силовых элементов преобразователя частоты (ключей, конденсатора фильтра) или двигателя.

2. В большинстве неполнофазных режимов наблюдается работа асинхронной машины на нелинейном участке ее кривой намагничивания. В частности, на рис. 6 кривой 2 показан годограф изменения обобщенного вектора потокосцепления намагничивания

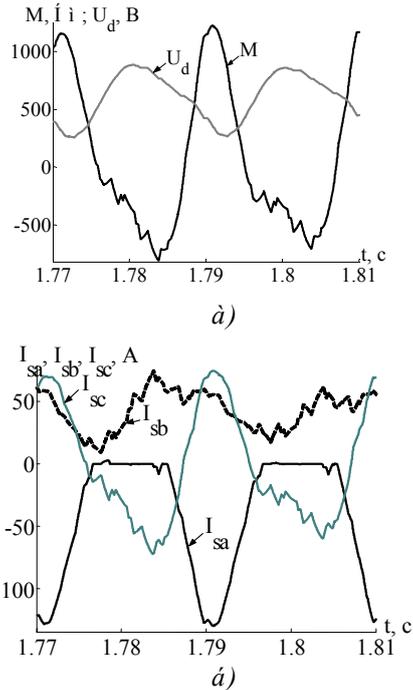


Рис. 5. Электромагнитные процессы, соответствующие исчезновению импульсов управления на ключах + A и - B

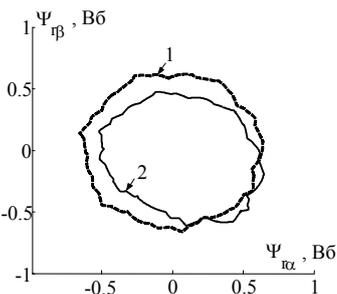


Рис. 6. Годограф изменения обобщенного вектора потокосцепления намагничивания $\bar{\Psi}_m$ при исчезновении импульса управления на ключе + A

$\bar{\Psi}_m$ для случая исчезновения импульсов управления на ключе + A инвертора (при этом кривой 1 показан годограф изменения вектора $\bar{\Psi}_m$ в полнофазном режиме работы, за пределами которого начинается нелинейный участок кривой намагничивания). Это обстоятельство требует при анализе неполнофазных режимов в обязательном порядке учитывать нелинейность кривой намагничивания АД.

3. Среди исследованных неполнофазных режимов инвертора наиболее опасным является режим, вызванный исчезновением импульсов управления на двух силовых ключах в разных фазах и разных полюсах инвертора (рис. 5), характеризующийся при этом максимальными значениями амплитуды статорного тока АД, размаха пульсаций электромагнитного момента двигателя и размаха пульсаций напряжения на конденсаторе фильтра.

4. Ввиду отмеченных опасностей неполнофазных режимов инвертора, приводящих к неисправности электропривода, необходима идентификация указан-

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-