

6. Капуста А. Б. Шамота В. П. Вращательное течение проводящей жидкости в переменном электромагнитном поле // Магнитная гидродинамика. – 1991. – № 4. – С. 116–119.

7. FEMLAB User's Guide and Introduction. – FEMLAB 2.3. – COMSOL, Inc., 1994–2002. – 436 p.

Поступила в редакцию 09.10.06 г.

После доработки 24.10.06 г.

Исследованы электродинамические силы, действующие в поверхностном слое на расплав металла для электротехнического комплекса с индукционно-дуговым преобразованием электроэнергии. Осуществлен качественный анализ влияния указанных сил на ускорение расплавления металла под действием электромагнитных полей индуктора и электрических дуг.

The electro-dynamic forces acting in a superficial layer on metal fluid for electro-technical complex with inductor-arc transformation of the electric power are investigated. The qualitative analysis of the given forces influence on metal fusion acceleration under the action of the inductor and electric arcs electromagnetic fields is carried out.

УДК 621.313

В. А. Волков

Анализ стационарных электромагнитных процессов в активном преобразователе тока с широтно-импульсной модуляцией

С применением методов обобщенных векторов и операторного изображения исследованы стационарные электромагнитные процессы для активного преобразователя тока.

Последние годы характеризуются появлением нового вида преобразовательных устройств, предназначенных для улучшения электромагнитной совместимости существующего электротехнического оборудования с промышленной питающей сетью. Одним из таких наиболее эффективных и перспективных устройств (обеспечивающих приближение формы потребляемых из сети токов к синусоидальной, а входного коэффициента мощности электротехнического оборудования – к единице) являются активные преобразователи напряжения и тока с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) [1, 2]. Применение указанных устройств (иногда еще называемых в современной научно-технической литературе «активными фильтрами») позволяет уменьшать электрические потери в сетях электроснабжения промышленных предприятий и повысить качество сетевого напряжения. Это очень актуально в условиях происходящего удорожания электроэнергии и широкого применения электрооборудования на основе различных силовых преобразовательных устройств (выпрямителей, тиристорных преобразователей напряжения и др.), заметно искажающих сетевые токи и напряжения.

Для осуществления эффективного автоматического управления активными преобразователями с ШИМ необходимо проведение предварительного анализа электромагнитных процессов, происходящих в данных устройствах. Если электромагнитные процессы в активных преобразователях напряжения с ШИМ к настоящему времени в достаточной степени исследованы [1, 3], то для активных преобразователей тока – остаются мало

исследованными (несмотря на увеличенное внимание к данному вопросу в последние годы [2, 4, 5]).

На рис. 1 приведены электрические схемы реверсивного (а) и неререверсивного (б) активных преобразователей тока (АПТ), каждый из которых состоит из

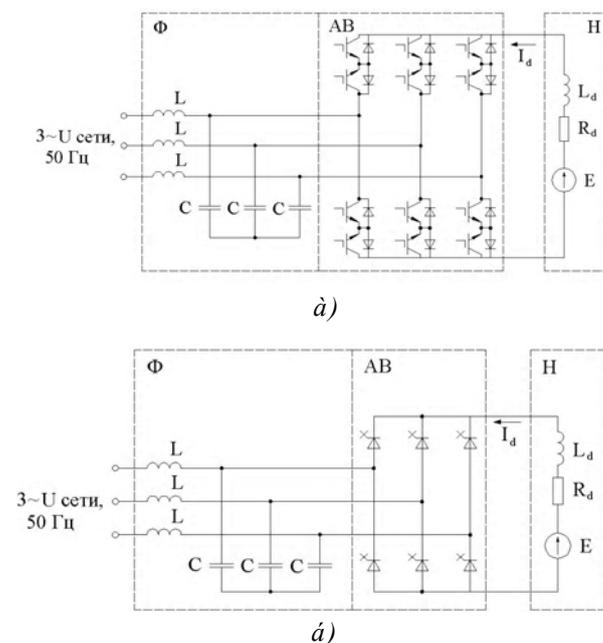
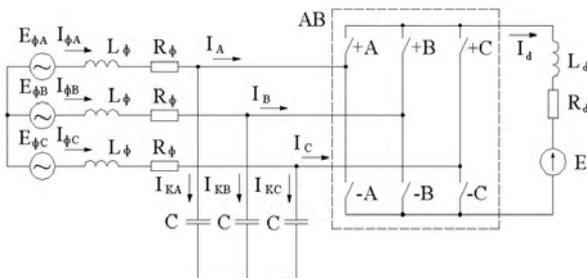


Рис. 1. Электрическая схема реверсивного (а) и неререверсивного (б) АПТ

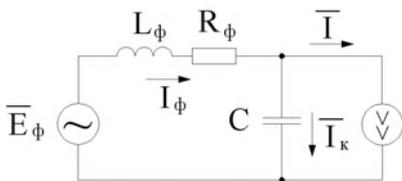
трехфазного сетевого LC – фильтра (\hat{O}) и активного выпрямителя ($\hat{A}\hat{A}$), подключенного к нагрузке (\hat{I}), содержащей в общем случае: активное сопротивление R_d , индуктивность L_d и противо-ЭДС \hat{A} . Активные выпрямители выполнены на основе трехфазной мостовой схемы: реверсивный $\hat{A}\hat{A}$ – на силовых ключах с двухсторонней проводимостью (показанных на рис. 1, а в виде последовательно соединенных $IGBT$ – транзисторов, шунтированных обратными диодами), а неревверсивный $\hat{A}\hat{A}$ – на силовых ключах с односторонней проводимостью (показанных на рис.1, б в виде GTO или $IGCT$ запираемых тиристоров).

Рассмотренным на рис. 1, а, б силовым схемам АПТ соответствует исходная общая расчетная электрическая схема на рис. 2, а, в которой (для упрощения последующего анализа) силовые ключи ($+\hat{A}, -\hat{A}, +\hat{A}, -\hat{A}, +\hat{N}, -\hat{N}$) показаны идеальными (т. е. – не имеющими временной задержки при их отпирании или запираении и обладающими нулевым сопротивлением в открытом состоянии, или бесконечности – в закрытом состоянии). В данной расчетной схеме использованы следующие обозначения: $E_{\phi A}, E_{\phi B}, E_{\phi C}$ – сетевые фазные значения ЭДС (для фаз $\hat{A}, \hat{A}, \hat{N}$ соответственно); $I_{\phi A}, I_{\phi B}, I_{\phi C}$ – сетевые фазные токи АПТ; I_A, I_B, I_C – входные токи активного выпрямителя; I_{KA}, I_{KB}, I_{KC} – токи конденсаторов сетевого фильтра; U_{KA}, U_{KB}, U_{KC} – напряжения на конденсаторах сетевого фильтра; R_{ϕ} и L_{ϕ} – эквивалентные фазные значения соответственно активного сопротивления и индуктивности цепи переменного АПТ.

Исходя из расчетной схемы на рис. 2, а, опишем электромагнитные процессы во входных цепях АПТ следующими исходными зависимостями:



а)



б)

Рис. 2. Расчетная схема АПТ (а – исходная трехфазная; б – эквивалентная однофазная)

$$\left. \begin{aligned} E_{\phi A} &= R_{\phi} I_{\phi A} + L_{\phi} \frac{dI_{\phi A}}{dt} + U_{KA}, \\ E_{\phi B} &= R_{\phi} I_{\phi B} + L_{\phi} \frac{dI_{\phi B}}{dt} + U_{KB}, \\ E_{\phi C} &= R_{\phi} I_{\phi C} + L_{\phi} \frac{dI_{\phi C}}{dt} + U_{KC} \\ I_{\phi A} &= I_A + I_{KA}, \\ I_{\phi B} &= I_B + I_{KB}, \\ I_{\phi C} &= I_C + I_{KC}, \\ \frac{dU_{KA}}{dt} &= I_{KA}, \\ \frac{dU_{KB}}{dt} &= I_{KB}, \\ \frac{dU_{KC}}{dt} &= I_{KC}. \end{aligned} \right\} (1)$$

При этом в схемах активного выпрямителя (АВ) на рис. 1, а, б и рис. 2, а в любой момент времени, как известно, открыты два силовых ключа в разных его фазах (причем, по одному в каждом из полюсов АВ). Каждая из возможных шести комбинаций состояний силовых ключей обозначена своим условным номером m , показанным в табл. 1. Текущее значение выходной ЭДС E_d активного выпрямителя определяется из соотношений, представленных в табл. 1.

Исходя из изложенного в работе [3] (для трехфазных электрических и магнитных цепей, содержащих симметричные внутренние параметры: $R_{\phi}, L_{\phi}, \hat{N}$) приема перехода от фазных значений параметров режима, связанных соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} E_{\phi A} + E_{\phi B} + E_{\phi C} &= 0, \\ I_{\phi A} + I_{\phi B} + I_{\phi C} &= 0, \\ I_A + I_B + I_C &= 0, \\ I_{KA} + I_{KB} + I_{KC} &= 0, \\ U_{KA} + U_{KB} + U_{KC} &= 0 \end{aligned} \right\} (2)$$

к обобщенным векторам, преобразуем систему (1) к следующему виду:

$$\left. \begin{aligned} \bar{E}_{\phi} &= R_{\phi} \bar{I}_{\phi} + L_{\phi} \frac{d\bar{I}_{\phi}}{dt} + \bar{U}_{K}, \\ \bar{I}_{\phi} &= \bar{I} + \bar{I}_{K}, \\ \frac{d\bar{U}_{K}}{dt} &= \bar{I}_{K}. \end{aligned} \right\} (3)$$

Таблица 1.

m	+A	-A	+B	-B	+C	-C	I _A	I _B	I _C	E _d	I	Θ _I	
												I _d ≥ 0	I _d < 0
1	+					+	I _d	0	-I _d	U _{KA} - U _{KC}	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_d $	π/6	7π/6
2			+			+	0	I _d	-I _d	U _{KB} - U _{KC}		π/2	3π/2
3		+	+				-I _d	I _d	0	U _{KB} - U _{KA}		5π/6	11π/6
4		+			+		-I _d	0	I _d	U _{KC} - U _{KA}		7π/6	π/6
5				+	+		0	-I _d	I _d	U _{KC} - U _{KB}		3π/2	π/2
6	+			+			I _d	-I _d	0	U _{KA} - U _{KB}		11π/6	5π/6

В системе (3) используются следующие обозначения: \bar{E}_ϕ и \bar{I}_ϕ – обобщенные векторы соответственно сетевых ЭДС и тока; \bar{U}_K и \bar{I}_K – обобщенные векторы соответственно напряжения и тока конденсатора С фильтра; \bar{I} – обобщенный вектор входного тока активного выпрямителя; t – текущее время.

Для заданных (номером m) комбинаций открытых и закрытых силовых ключей активного выпрямителя приведены в табл. 1 соответствующие этим комбинациям значения входных фазных токов I_A, I_B, I_C АВ, а также значения модуля I и аргумента Θ_I обобщенного вектора входного тока \bar{I} АВ, рассчитанные из зависимостей [3]:

$$\left. \begin{aligned} I &= \left[\frac{2}{3} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) \right]^{1/2} = 2|I_d|/\sqrt{3}, \\ \Theta_I &= \arctg[(I_B - I_C)/\sqrt{3}I_A] + \pi[1 - \text{sign} I_A]/2. \end{aligned} \right\} (4)$$

На векторной диаграмме на рис. 3 показаны создаваемые в стационарном режиме работы (при $I_d = \text{const}$)

обобщенные векторы входного тока \bar{I} активного выпрямителя, соответствующие приведенным (обозначенным номером m) комбинациям открытых и закрытых силовых ключей АВ из табл. 1. Указанные обобщенные векторы \bar{I} (при любой возможной комбинации состояний силовых ключей) характеризуются: во-первых, неподвижным расположением векторов на плоскости; во-вторых, равенством модулей I (при $m = 1, \dots, 6$) этих векторов и, в-третьих, сдвигом между аргументами Θ_I создаваемых обобщенных векторов \bar{I} на углы, кратные $\pi/3$. Текущее значение \bar{I} обобщенного вектора входного тока АВ может быть найдено (в зависимости от номера m состояния силовых ключей в табл. 1) из следующего соотношения:

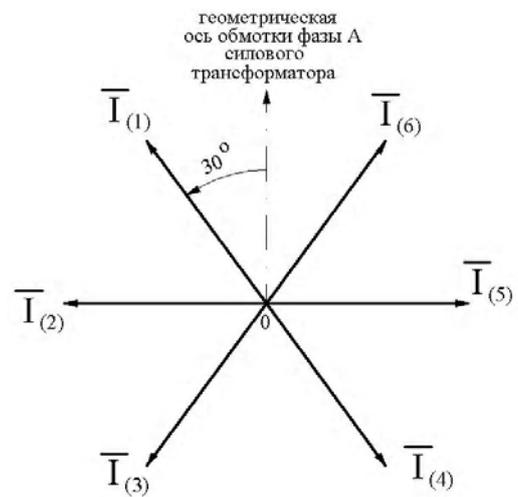


Рис. 3. Обобщенные векторы входного тока \bar{I} активного выпрямителя (соответствующие номеру m комбинации силовых ключей АВ, указанной в скобках)

$$\left. \begin{aligned} \bar{I} &= \frac{2|I_d|}{\sqrt{3}} e^{j\Theta_I}; \\ \Theta_I &= -\frac{\pi}{6} + m\frac{\pi}{3} + \pi[1 - \text{sign} I_d]/2. \end{aligned} \right\} (5)$$

где $m = 1, 2, \dots, 6; j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

С учетом вышеизложенного преобразуем трехфазные цепи переменного тока из расчетной схемы на рис. 2, а к эквивалентной однофазной электрической цепи, использующей упомянутые обобщенные векторы $\bar{E}_\phi, \bar{I}_\phi, \bar{I}_K, \bar{I}$ и показанной на рис. 2, б.

При этом для симметричных и синусоидальных по форме сетевых фазных ЭДС:

$$\left. \begin{aligned} E_{\phi A} &= E_{\phi M} \cos(\omega_\phi t + \alpha_0), \\ E_{\phi B} &= E_{\phi M} \cos(\omega_\phi t + \alpha_0 - 2\pi/3), \\ E_{\phi C} &= E_{\phi M} \cos(\omega_\phi t + \alpha_0 + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} (6)$$

обобщенный вектор сетевой ЭДС \bar{E}_ϕ рассчитывается с учетом [3] из соотношения:

$$E_\phi = E_{\phi M} e^{j(\omega_\phi t + \alpha_0)}, \quad (7)$$

где $E_{\phi M}$ и ω_ϕ – соответственно амплитуда и угловая частота сетевых фазных ЭДС; α_0 – начальный фазовый угол (при $t = 0$) сетевых фазных ЭДС.

Из последнего соотношения системы (3) определим текущие значения обобщенного вектора напряжения \bar{U}_K на конденсаторе \tilde{N} сетевого фильтра:

$$\bar{U}_K = \bar{U}_K(0) + \frac{1}{C} \int_0^t \bar{I}_K dt, \quad (8)$$

где $\bar{U}_K(0)$ – начальное значение (при $t = 0$) указанного обобщенного вектора.

С учетом соотношений (7) и (8) преобразуем систему (3) к следующей эквивалентной системе из двух уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \bar{E}_\phi(0) e^{j\omega_\phi t} &= R_\phi \bar{I}_\phi + L_\phi \frac{d\bar{I}_\phi}{dt} + \bar{U}_K, \\ \bar{U}_K &= \bar{U}_K(0) + \frac{1}{C} \int_0^t (\bar{I}_\phi - \bar{I}) dt \end{aligned} \right\}, \quad (9)$$

где $\bar{E}_\phi(0) = E_{\phi M} e^{j\alpha_0}$ – начальное значение (при $t = 0$) обобщенного вектора сетевой ЭДС.

Приведем систему (9) к операторному виду [6]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\bar{E}_\phi(0)}{p - j\omega_\phi} &= R_\phi \bar{I}_\phi(p) + pL_\phi \bar{I}_\phi(p) - L_\phi \bar{I}_\phi(0) + \bar{U}_K(p), \\ \bar{U}_K(p) &= \frac{\bar{U}_K(0)}{p} + \frac{\bar{I}_\phi(p) - \bar{I}(p)}{pC}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

В системе (10), описывающей расчетную схему на рис.2,б, применяются следующие обозначения:

$\bar{I}_\phi(p)$, $\bar{I}(p)$ и $\bar{U}_K(p)$ – операторные изображения обобщенных векторов \bar{I}_ϕ , \bar{I} и \bar{U}_K соответственно;

$\bar{I}_\phi(0)$ – начальное значение (при $t = 0$) обобщенного вектора сетевого тока; δ – оператор Лапласа.

Подставив в последнее слагаемое первого уравнения системы (10) его значение из второго уравнения этой системы, найдем операторное решение для обобщенного вектора $\bar{I}_\phi(p)$ сетевого тока:

$$\bar{I}_\phi(p) = \frac{\frac{\bar{E}_\phi(0)}{p - j\omega_\phi} + L_\phi \bar{I}_\phi(0) + \frac{\bar{I}(p)}{pC} - \frac{\bar{U}_K(0)}{p}}{pL_\phi + R_\phi + \frac{1}{pC}}. \quad (11)$$

Полагаем на рассматриваемом текущем межкоммутационном интервале работы силовых ключей АВ (составляющем на практике при высокочастотной ШИМ от десятков до сотен микросекунд) неизменным значение обобщенного вектора входного тока \bar{I} активного выпрямителя. При этом получим:

$$\bar{I}(p) = \bar{I}(0) / p, \quad (12)$$

где $\bar{I}(0)$ и $\bar{I}(0) / p$ – соответственно начальное значение (в момент времени $t = 0$, соответствующем началу данного межкоммутационного интервала силовых ключей АВ) обобщенного вектора \bar{I} и его операторное изображение.

С учетом последнего преобразуем операторное решение (11) к следующему виду:

$$\begin{aligned} \bar{I}_\phi(p) &= \frac{\bar{E}_\phi(0)}{L_\phi(p - j\omega_\phi)} \cdot \frac{p}{[(p + 1/2T_\phi)^2 + \omega_0^2]} + \\ &+ \frac{p\bar{I}_\phi(0)}{[(p + 1/2T_\phi)^2 + \omega_0^2]} + \frac{\bar{I}(0)}{L_\phi C p [(p + 1/2T_\phi)^2 + \omega_0^2]} - \\ &- \frac{\bar{U}_K(0)}{L_\phi [(p + 1/2T_\phi)^2 + \omega_0^2]}, \end{aligned} \quad (13)$$

где T_ϕ и ω_0 – соответственно электромагнитная постоянная времени цепи переменного тока АПТ и резонансная угловая частота сетевого фильтра, рассчитываемые из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} T_\phi &= L_\phi / R_\phi, \\ \omega_0 &= [1/L_\phi C - 1/4T_\phi^2]^{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Перейдем от операторного вида решения (13) к временному оригиналу [6]:

$$\begin{aligned} \bar{I}_\phi(t) &= \frac{\bar{E}_\phi(0)}{L_\phi} \left[\frac{j\omega_\phi e^{j\omega_\phi t}}{(1/2T_\phi + j\omega_\phi)^2 + \omega_0^2} \right] + \\ &+ \bar{I}_\phi(0) \left[\frac{e^{-t/2T_\phi}}{\omega_0 \sqrt{L_\phi C}} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right] + \end{aligned}$$

$$+ \bar{I}(0) \left[1 + \frac{e^{-t/2T_\phi}}{\omega_0 \sqrt{L_\phi C}} \sin(\omega_0 t - \varphi) \right] - \frac{\bar{U}_k(0)}{L_\phi} \left[\frac{e^{-t/2T_\phi}}{\omega_0} \sin(\omega_0 t) \right], \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} 1 - e^{-t/2T_\phi} &\approx t/2T_\phi; \\ 1 - e^{j\omega_\phi t} &\approx -j\omega_\phi t; \\ \sin(\omega_0 t) &\approx \omega_0 t \end{aligned} \right\}, \quad (18)$$

где значение тригонометрического аргумента φ находится из зависимости:

$$\varphi = \arctg(2T_\phi \omega_0). \quad (16)$$

Анализ решения (15) свидетельствует о том, что в стационарном режиме работы АПТ текущее значение $\bar{I}_\phi(t)$ обобщенного вектора сетевого тока зависит от четырех составляющих: первой (вынужденной) – от действия обобщенного вектора сетевого ЭДС \bar{E}_ϕ ; второй (свободной) – от действия обобщенного вектора $\bar{I}_\phi(0)$ сетевого тока; третьей (вынужденной) – от действия обобщенного вектора входного тока \bar{I} АВ; четвертой (свободной) – от действия обобщенного вектора напряжения $\bar{U}_k(0)$ на конденсаторе \tilde{N} фильтра. При этом, очевидно, с увеличением интервала времени (при $t \rightarrow \infty$) вынужденные составляющие стремятся к ненулевым, а свободные – к нулевым установившимся значениям. Однако, на практике (учитывая отмеченное ранее малое значение длительности межкоммутационного интервала силовых ключей АВ при высокочастотной ШИМ) упомянутые вторая, третья и четвертая составляющие в стационарном режиме АПТ не успевают достигать своего установившегося значения.

Особый интерес представляют исследования приращения $\Delta \bar{I}_\phi$ обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_ϕ на межкоммутационном интервале силовых ключей АВ:

$$\Delta \bar{I}_\phi = \bar{I}_\phi(t) - \bar{I}_\phi(0). \quad (17)$$

Принимая во внимание отмеченную малую длительность межкоммутационного интервала ($t \leq 100 - 200$ мкс) и возможные при этом аппроксимирующие соотношения [6]:

получим из (15) следующие приближенные зависимости для расчета приращения обобщенного вектора сетевого тока:

$$\Delta \bar{I}_\phi \approx \frac{t}{2T_\phi} [\bar{I}(0) - \bar{I}_\phi(0)] + \frac{t}{L_\phi} \left[\frac{\bar{E}_\phi(0) \omega_\phi^2}{(1/2T_\phi + j\omega_\phi)^2 + \omega_0^2} - \bar{U}_k(0) \right] \quad (19)$$

Зависимости (15)–(17) или соотношения (19) могут служить прогнозирующими функциями при автоматическом регулировании сетевого тока в активных преобразователях тока.

Перечень ссылок

1. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А. К. Шидловский, А. В. Козлов, Н. С. Комаров, Г. А. Москаленко. – К.: Наук. думка, 1983. – 272 с.
2. Ефимов А. А., Шрейнер Р. Т. Активные преобразователи в регулируемых приводах переменного тока. – Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001. – 250с.
3. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
4. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока / Р. Т. Шрейнер, А. А. Ефимов, Г. С. Зиновьев и др. // Электротехника. – 2004. – № 10. – С. 43–50.
5. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Мухаматшин А. А. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями частоты в системах электроснабжения и электропривода // Электроприводы переменного тока: Труды международной тринадцатой научно-технической конференции. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ.– С. 137–140.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: Наука, 1974. – 832 с.

Поступила в редакцию 30.10.06 г.

З використанням методів узагальнюючих векторів та операторного зображення досліджені стаціонарні процеси для активного перетворювача струму.

With the help of generalized vector and operating image methods the stationary electromagnetic processes for active current transducer are investigated.