

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В МНОГОФАЗНОМ МОСТОВОМ ИНВЕРТОРЕ НАПРЯЖЕНИЯ

В. И. ИВАНЧУРА, Б. П. СОУСТИН, Ю. А. ШУРЫГИН

(Представлена научно-техническим семинаром НИИ АЭМ)

В [1, 2, 3] введены коммутационные функции F_i точки присоединения линии нагрузки i , которые позволили выразить реакцию инвертора $Y(p, \varepsilon)$ в общем виде при использовании дискретного преобразования Лапласа [4]. Дискретная функция $\gamma_i(k)$ — длительность управляющего импульса полностью определяет вид F_i и является ее временным отображением.

Если нагрузкой является RL цепь, то передаточная функция нагрузки по току имеет два полюса $q=0$ и $q_1=-\beta=-2\pi\mu\text{ctg}\varphi$, вычеты по которым $C=1$, $C_1=-1$. При любом виде широтно-импульсной модуляции квазиустановившаяся составляющая тока инвертора запишется в относительных величинах:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{kl}(\varepsilon) &= \frac{4}{m} a^l \frac{e^{-\beta[\varepsilon+1-\gamma_l(k)]}}{1-e^{-\beta}}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma_l(k), \\ \bar{I}_{kl}(\varepsilon) &= \frac{4}{m} a^l \left(1 - \frac{e^{-\beta[\varepsilon-\gamma_l(k)]}}{1-e^{-\beta}} \right), \quad \gamma_l(k) \leq \varepsilon < 1, \\ \bar{I}(\varepsilon) &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{m-1} \bar{I}_{kl}(\varepsilon). \end{aligned} \quad (1)$$

Ток, потребляемый от источника питания:

$$i_n(\varepsilon) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m F_i(\varepsilon) \cdot I_i(\varepsilon) = \frac{m}{4} \text{Re} \dot{E}(\varepsilon) \cdot \bar{I}(\varepsilon). \quad (2)$$

Переходная составляющая тока описывается одним выражением

$$\bar{I}_n(p, \varepsilon) = -\frac{4}{m} \sum_{k=0}^{m-1} a^k \frac{e^{-\beta[1+\varepsilon-\gamma_l(k)+n]}}{1-e^{-\beta}}. \quad (3)$$

Для синусоидальной (ШИМС) и прямоугольной (ШИМП) видов модуляции составлены программы расчета квазиустановившихся процессов для ЦВМ типа БЭСМ-4. На печать выводились мгновенные средние и максимальные напряжения, величины тока нагрузки и источника питания при $m=3$ и различных $N, \mu, \text{tg}\varphi$.

Из анализа расчетных данных видно, что условия обмена реактивной энергией нагрузки (РЭН) между источником и нагрузкой лучше для случая ШИМС, однако компенсация РЭН передачей из фазы в фазу лучше для случая ШИМП.

При равенстве максимальных возвращаемых РЭН для обоих типов модуляции существует граничное отношение несущей и выходной частот

$$N_{гр} = \frac{6,92 \sin^2 \left(\frac{\psi}{2} - \frac{\pi}{12} \right)}{1 - \sin \left(\frac{\pi}{6} + \varphi \right)} \quad (4)$$

Из (4) видно, какое N следует взять для того, чтобы ШИМС была лучше ШИМП. Если $N > N_{гр}$ физически невозможно реализовать, то следует переходить к ШИМП. Кроме приведенного критерия, используется коэффициент гармоник по току $K_{гт}$, и в этом случае существует $N'_{гр}$, до которого ШИМП имеет лучший $K_{гт}$ по сравнению с ШИМС, которое практически не зависит от нагрузки и лежит между 12 и 18.

При одном и том же действующем значении тока первой гармоники средние значения элементов инвертора для обоих видов модуляции приблизительно одинаковы. Для примера на рис. 1 приведены все характерные величины в функции глубины модуляции для $\text{tg } \varphi = 0,1$.

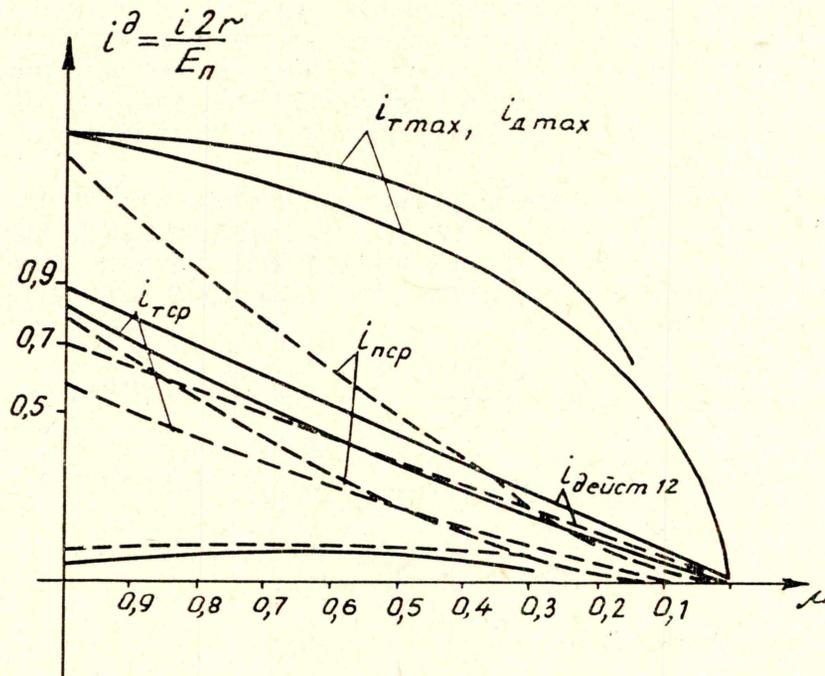


Рис. 1.

Ошибка в определении значений токов и максимальной возвращаемой РЭН по приближенным выражениям [5] и полученным зависит от $\text{tg } \varphi$, N , μ и значительно увеличивается с уменьшением μ , N и $\text{tg } \varphi$. Так, при $N=6$, $\text{tg } \varphi=0,5$ и $\mu=0,1$ ошибка достигает до 20%.

Можно показать, что существует критическое значение $\text{tg } \varphi$, до которого РЭН в источник не возвращается. Для определения $\text{tg } \varphi_{кр}$ использован метод наложения.

Условие для исходного уравнения является равенство тока источника питания нулю в начале координат $i_n(0) = 0$. Фиктивный ток первой фазы

$$i_{\varphi'}(\varepsilon) = \sum_{k=0}^{N_1-1} C_1(k) \cdot C_0 \cdot \lambda(k) + \sum_{k=0}^{N_1-1} \sum_{\nu} \frac{C_1(k) C_{\nu} e^{q_{\nu}} [\varepsilon + \gamma_1'(k)]}{1 - e^{q_{\nu}}} \quad (5)$$

Учитывая, что

$$\begin{aligned} C &= 1, & C_\gamma &= I_1 = -1, & q_\gamma &= -\beta \\ C_1(0) &= 1 & \lambda(0) &= 1; & \gamma_1'(0) &= 0; \\ C_1(1) &= -2; & \lambda(1) &= 0; & \gamma_1'(1) &= 1/2; \\ C_1(2) &= 1; & \lambda(2) &= 0; & \gamma_1'(2) &= 0, \end{aligned}$$

определяется фиктивный ток на интервале

$$i_\phi'(\varepsilon) = 1 - \frac{2}{1 + a^m} e^{-\beta\varepsilon} = 1 + C e^{-\beta\varepsilon}, \quad (6)$$

где $a = e^{-\frac{\beta}{2m}}$

В силу симметрии

$$i_\phi' \left(\varepsilon + \frac{1}{2} \right) = -i_\phi'(\varepsilon).$$

Учитывая, что при нечетном числе фаз m число отрицательных F -функций $0,5(m-1)$, положительных $0,5(m+1)$, после преобразований при соединении нагрузки в звезду определяется ток источника питания

$$i_n(\varepsilon) = \frac{m^2 - 1}{m} - \frac{2(m-1)}{m(1+a)} e^{-\beta\varepsilon} - \frac{4}{1+a^m} \sum_{l=1}^{\frac{m-1}{2}} a^{2l-1} e^{-\beta\varepsilon}. \quad (7)$$

Из (7) после освобождения от лишних корней получается уравнение для определения $a_{кр}$

$$\sum_{l=0}^{\frac{m-1}{2}} \left\{ \left(\frac{m^2 - 1}{m} - \frac{m+1}{2} l \right) a_{кр}^{m-2(1+l)} - \left[\frac{(m-1)^2}{4} - \frac{m-1}{2} l \right] a_{кр}^{2l} \right\} = 0. \quad (8)$$

Аналогичные рассуждения позволяют получить выражение для нечетного количества фаз m и соединения нагрузки в многоугольник

$$a_{кр}^{m-2} + a_{кр}^m (1 - a_{кр}^{-1}) \sum_{l=1}^{\frac{m+1}{2}} a_{кр}^{-2l} = 0. \quad (9)$$

При четном числе фаз и соединении нагрузки в звезду и многоугольник

$$\sum_{l=0}^{\frac{m}{2}-1} \left(\frac{m}{2} - 2l \right) a_{кр}^{\frac{m}{2} - (1+l)} = 0, \quad (10)$$

$$a_{кр}^{m-2} = 0. \quad (11)$$

Из (8) ÷ (10) видно, что лучшим вариантом использования многофазного инвертора при работе на активно-индуктивную нагрузку с точки зрения возвращаемой в источник РЭН является инвертор с нечетным числом фаз при соединении нагрузки в звезду. При несовпадении числа фаз нагрузки с требуемым возможно использование промежуточного преобразователя фаз. Если в качестве нагрузки взят многофазный асинхронный двигатель (а. д.) с короткозамкнутым ротором, то для определения электромагнитных процессов уравнение а. д. следует привести к эквивалентной двухфазной машине

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} &= \bar{U}_1(t) - (\omega_0 \alpha_s' + j\omega_k) \bar{\Psi}_1 + \omega_0 \alpha_s' k_r \bar{\Psi}_2; \\ \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} &= - [\omega_0 \alpha_r' + j(\omega_k - \omega)] \bar{\Psi}_2 + \omega_0 \alpha_r' k_s \bar{\Psi}_1;\end{aligned}\quad (12)$$

$$M = \frac{m}{2} Z_p \omega_0 \frac{k_r}{x_s \sigma} I_m (\bar{\Psi}_1 \cdot \bar{\Psi}_2);$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{Z_p}{J} (M - M_c).$$

Здесь ω_0 , ω , ω_k — угловая скорость вращения поля статора, ротора и вращения координат; $\bar{\Psi}_1$, $\bar{\Psi}_2$ — векторы потокосцеплений статора и ротора идеализированного а. д.; M , M_c , I — момент двигателя, сопротивления, инерции; Z_p — число пар полюсов двигателя; α_s' , α_r' , k_r , k_s , x_s , σ — величины, выраженные через параметры двигателя.

Система (12) существенно нелинейна, однако для случая $\omega_k = \text{const}$ при нулевых начальных условиях

$$k_{и} \cdot a \cdot \pi \cdot \bar{F}(q) = (q + 2\pi \cdot a \cdot \alpha_s') \bar{\Psi}_1^\partial(q) - 2\pi a \alpha_s' k_r \bar{\Psi}_2^\partial(q) \quad (13)$$

$$a = -2\pi a \alpha_r' \cdot k_s \bar{\Psi}_1^\partial(q) + (q + 2\pi a \alpha_r' - j2\pi b) \bar{\Psi}_2^\partial(q);$$

откуда находятся обычные векторные передаточные функции

$$\begin{aligned}\bar{K}_1(q) &= \frac{\bar{\Psi}_1^\partial(q)}{\bar{F}(q)} = k_{и} \cdot \pi \cdot a \frac{q + 2\pi a \left(\alpha_r' - j \frac{b}{a} \right)}{(q - q_1)(q - q_2)}; \\ \bar{K}_2(q) &= \frac{\bar{\Psi}_2^\partial(q)}{\bar{F}(q)} = k_{и} \cdot \pi \cdot a \frac{2\pi \cdot a \cdot \alpha_r' k_s}{(q - q_1)(q - q_2)}.\end{aligned}\quad (14)$$

Здесь

$$2\pi \cdot a = \omega_0 T; \quad 2\pi b = \omega T;$$

$$q_{1,2} = -\pi a \left(\alpha_r' + \alpha_s' - j \frac{b}{a} \right) \pm \frac{k_{и} = \frac{E_n}{U_n}}{\sqrt{\left(\alpha_r' + \alpha_s' - j \frac{b}{a} \right)^2 + 4\alpha_r' \alpha_s' (1-b)}}$$

Решение для квазиустановившихся векторов потокосцеплений эквивалентной двухфазной машины при ШИМ по любому закону и совпадении периодов модуляции:

$$\begin{aligned}\bar{\Psi}_{1k1}^\partial &= -\frac{4}{m} \left[C_0^{(1)\lambda}(k) + \sum_v \frac{C_{kv}^{(1)} e^{qv} [\varepsilon + \varepsilon_1'(k)]}{1 - e^{qv}} \right]; \quad \bar{\Psi}_1^\partial = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{m-1} \bar{\Psi}_{1kl}^\partial; \\ \bar{\Psi}_{2k1}^\partial &= -\frac{4}{m} \left[C_0^{(2)\lambda}(k) + \sum_v \frac{C_{kv}^{(2)} e^{qv} [\varepsilon + \varepsilon_1'(k)]}{1 - e^{qv}} \right]; \quad \bar{\Psi}_2^\partial = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{m-1} \bar{\Psi}_{2kl}^\partial,\end{aligned}\quad (15)$$

где $C_v^{1(2)} = \text{Res}_{q_v} \left\{ \frac{1}{q} K_{1(2)v}(q) \right\}.$

По (15) составлены алгоритм и программа расчета для ЭЦВМ типа БЭСМ-4. Результаты расчета показывают, что пульсации момента

при ШИМ имеют период $\frac{1}{2m}$, при ШИМС — $\frac{1}{m}$, m — нечетно.

В этом случае также существует $N''_{гр}$, до которого ШИМП лучше ШИМС по величине пульсации момента, которое лежит в пределах 12 и 18.

В случае, если в (15) F-функция имеет $\mu=1$ при ШИМП и $N=2$ km, определение векторов потокосцеплений лучше проводить методом наложения.

Ток любой фазы статора или ротора двигателя находится из выражения в относительных единицах

$$i_{si}^{\partial}(\varepsilon) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{\alpha_s'}{\Gamma_1^{\partial}} [\bar{\Psi}_1^{\partial}(\varepsilon) - k_s \bar{\Psi}_2^{\partial}(\varepsilon)] \right\}. \quad (16)$$

$$i_{ri}^{\partial}(\varepsilon) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{\alpha_r'}{\Gamma_2^{\partial}} [\bar{\Psi}_2^{\partial}(\varepsilon) - k_s \bar{\Psi}_1^{\partial}(\varepsilon)] \right\}.$$

Определение максимальных, средних и действующих значений токов элементов инвертора производится в соответствии с (16) и [1] и имеет зависимость, сходную с рис. 1.

Выводы

1. Использование коммутационных функций позволяет произвести обобщенный подход ко всем мостовым инверторам напряжения при любом виде модуляции выходного напряжения.

2. Компенсация РЭН передачей из фазы в фазу наиболее благоприятна при ШИМП и зависит от числа и четности фаз и соединения нагрузки. Предпочтительно нечетное количество фаз и соединение нагрузки в звезду.

3. Энергетические процессы при нечетном числе фаз (ток источника, момент двигателя при постоянной скорости вращения) имеют период повторяемости $\frac{1}{2m}$ при ШИМП и $\frac{1}{m}$ при ШИМС.

4. Форма поля машины улучшается с увеличением числа фаз, одновременно уменьшается амплитуда пульсаций момента и скорости.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. И. Иванчур, Б. П. Соустин. Исследование m -фазных мостовых инверторов напряжения. В сб.: «Повышение эффективности устройств преобразовательной техники». Т. 2, Киев, «Наукова думка», 1972.

2. В. И. Иванчур, Б. П. Соустин. Определение выходных напряжений m -фазных инверторов через коммутационные функции, Известия ТПИ, т. 262, Томск, изд-во ТГУ, 1972.

3. В. И. Иванчур, Б. П. Соустин. Метод анализа мостовых m -фазных инверторов напряжения, Известия ТПИ, т. 262, Томск, изд-во ТГУ, 1972.

4. Я. З. Цыпкин. Теория линейных импульсных систем. М., Физматгиз, 1963.

5. А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. Преобразователи частоты для управления асинхронными двигателями. М., «Энергия», 1966.