

К ПРОБЛЕМЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ТЯГОВОГО IGBT-ТРАНЗИСТОРНОГО ИНВЕРТОРА И АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Введение. Эксплуатируемые тяговые электроприводы на отечественном подвижном составе, являясь неэкономичными и неэффективными, требуют замены на современные, каковыми являются электроприводы переменного тока с IGBT-преобразователями. Вместе с тем в электроприводах с IGBT-преобразователями особенно остро стоит вопрос электромагнитной совместимости последних с тяговыми двигателями и контактной сетью.

Постановка задачи исследования. Целью исследований является решение проблемы электромагнитной совместимости IGBT-преобразователя и тяговых асинхронных электрических двигателей.

Материалы исследования. Широтно-импульсная модуляция напряжения посредством IGBT-транзисторного инвертора создает ряд проблем, вызванных чрезмерно крутыми фронтами моделирующих импульсов напряжения:

- вследствие эффекта отраженной волны на двигателе имеют место перенапряжения;
- генерируются радиопомехи, ведущие к нарушению работы устройств связи;
- снижается срок службы изоляции двигателя и кабеля;
- в двигателе наводятся высокочастотные токи, протекающие по контуру «станина – подшипник – вал»,

что приводит к досрочному износу подшипников.

Эффект отраженной волны проявляется при длине кабеля более критической; поскольку таковой в транспортных установках нет, проблема перенапряжений здесь не рассматривается.

Ограничение радиопомех осуществляют при помощи LC-фильтров, устанавливаемых на выходе инвертора (рис.1). От инвертора к фильтру подводится напряжение U_1 в виде импульсов прямоугольной формы. Импульсы напряжения U_2 с выхода фильтра подаются на двигатель, крутизна их фронтов dU_2/dt должна быть менее допустимой по стандарту [1] для промышленных радиопомех (рис.2).

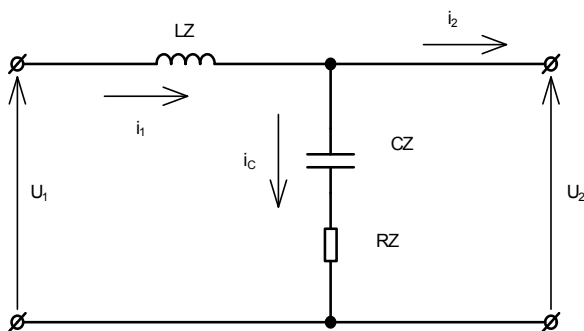


Рис. 1. Принципиальная однофазная схема выходного фильтра – ограничителя скорости нарастания модулирующих импульсов напряжения

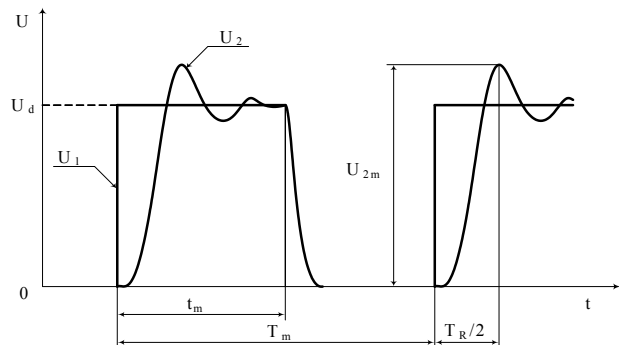


Рис. 2. Диаграмма модулирующих импульсов напряжений:
 U_1 – на входе фильтра, U_2 – на выходе фильтра

Предельная величина градиента импульсов, при которой сохраняется живучесть изоляции и блуждающие токи сводятся до приемлемого значения, не нормирована. В любом случае снижение крутизны фронтов модулирующих импульсов напряжения благоприятно сказывается на устранении двух последних отмеченных недостатков.

Нижний уровень допустимой частоты промышленной радиопомехи, регламентируемый стандартом, составляет 10 кГц. В демпфированном фильтре по рис.1 достаточно, чтобы его собственная частота f_Z была менее допустимой. Принимаем $f_Z = 8$ кГц. При этом частота модуляции f_M должна быть, по крайней мере, вдвое меньше f_Z . В общем случае:

$$f_Z/f_M = k_f \geq 2. \quad (1)$$

$$\text{Далее: } L_Z C_Z = 1/(2\pi f_Z)^2 = 396 \cdot 10^{-12} \text{ Гн} \cdot \text{Ф}. \quad (2)$$

$$\text{Принимаем амплитуду импульса напряжения на выходе фильтра } U_{2m} \leq k_U \cdot U_d, \quad (3)$$

где U_d – постоянное напряжение питания инвертора, амплитуда импульса напряжения на входе фильтра.

$$\text{Обычно коэффициент превышения напряжения } k_U \leq 1,3. \quad (4)$$

В связи с установкой фильтра IGBT-транзисторные модули дополнительно нагружаются током i_c , протекающим в контуре LZ-CZ-RZ, который необходимо учитывать при выборе номинала модуля по току.

Поэтому принимаем ограничение по максимуму:

$$I_{Cm} = U_d / \rho_Z \leq k_i \cdot I_{2(1)m}, \quad (5)$$

где $I_{2(1)m}$ – амплитуда первой (основной) гармонии тока двигателя, формируемой инвертором посредством синусной ШИМ напряжения;
 k_i – коэффициент дополнительной нагрузки IGB-транзисторного модуля по току;

$\rho_Z = \sqrt{L_Z / C_Z}$ – волновое сопротивление колебательного контура.

$$\text{Должно быть: } R_Z < 2\rho_Z. \quad (6)$$

$$\text{Из (5) следует: } \frac{L_Z}{C_Z} \geq \left(\frac{U_d}{K_i \cdot I_{2(1)m}} \right)^2. \quad (7)$$

Во избежание «раскачки» колебательного контура переходной процесс в нем, возникающий каждый раз при подаче моделирующего прямоугольного импульса, должен завершаться к концу периода модуляции $T_M = 1/f_M$, т.е. должно соблюдаться условие $\delta_Z T_M \geq k_R$,

где k_R – коэффициент демпфирования, обычно $k_R=4,6$;
 $\delta_Z = R_Z / 2L_Z$ – коэффициент затухания колебательного процесса.

$$\text{Из (8) следует: } R_Z \geq 2k_R \cdot f_M \cdot L_Z. \quad (9)$$

Изменение напряжения на конденсаторе CZ [2] описывается уравнением:

$$U_C = U_d \left[1 - \frac{\omega_Z}{\omega_R} \cdot \exp(-\delta_Z \cdot t) \cdot \sin(\omega_R t + \psi_R) \right], \quad (10)$$

где $\omega_R = \sqrt{(\omega_Z^2 - \delta_Z^2)}$ – круговая частота при соблюдении (6); $T_R = 2\pi/\omega_R$ – период реального колебания; $\psi_R = \arctg(\omega_R/\delta_Z)$ – фазовый сдвиг.

Напряжение на конденсаторе достигает максимума в момент времени $t_m = T_R/2 = \pi/\omega_R$, при котором в формуле (10) с учетом (8) имеем:

$$\sin(\omega_R t_m + \psi_R) = \sin(\pi + \psi_R) = -\sin \psi_R, \quad \sin \psi_R = \frac{\operatorname{tg} \psi_R}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \psi_R}} = \sqrt{1 - \left(\frac{k_R}{2\pi \cdot k_f} \right)^2}, \quad \frac{\omega_Z}{\omega_R} = 1 / \sqrt{1 - \left(\frac{k_R}{2\pi \cdot k_f} \right)^2},$$

$$\psi_R = \arctg \sqrt{\left(\frac{2\pi \cdot k_f}{k_R} \right)^2 - 1}, \quad \exp(-\delta_Z t_m) = \exp \left(-\pi / \sqrt{\left(\frac{2\pi \cdot K_f}{K_R} \right)^2 - 1} \right).$$

В итоге, преобразуя (3), получаем выражение для проверки принятых ограничений:

$$\frac{U_{Cm}}{U_d} = \frac{U_{2m}}{U_d} = k_U = 1 + \exp \left(-\pi / \sqrt{\left(\frac{2\pi \cdot K_f}{K_R} \right)^2 - 1} \right). \quad (11)$$

Методика расчета параметров фильтра-ограничителя скорости нарастания модулирующих импульсов напряжения, формируемых IGB-транзисторным инвертором:

1. Исходные данные электропривода: $U_d, I_{2(1)m}, f_m, k_i, k_u$.
2. Задаем $f_Z=8$ кГц.
3. Находим k_f из (1).
4. Принимаем $L_Z C_Z$ согласно (2).
5. Находим L_Z / C_Z из (7).
6. Решая совместно (2) и (7) находим L_Z и C_Z .
7. Задаем k_R .
8. Находим R_Z из (9).
9. Определяем k_u из (11).
- 10.1. Если k_u приемлем, расчет окончен.
- 10.2. Если k_u неприемлем, корректируем k_R и повторяем расчет с п.8 до приемлемого результата.

Выводы. Предложенная методика расчета параметров фильтра позволяет обеспечить требуемый уровень электромагнитной совместимости с тяговыми двухфазными асинхронными электрическими двигателями.

Литература.

1. Индустриальные радиопомехи. Нормы 1-85.
2. Гинзбург С.Г. Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях. М., ГЭИ, 1967. – 410с.