

## 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).

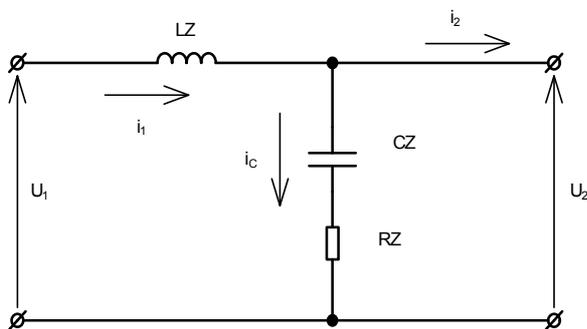


Рис. 1. Принципиальная однофазная схема выходного фильтра – ограничителя скорости нарастания модулирующих импульсов напряжения

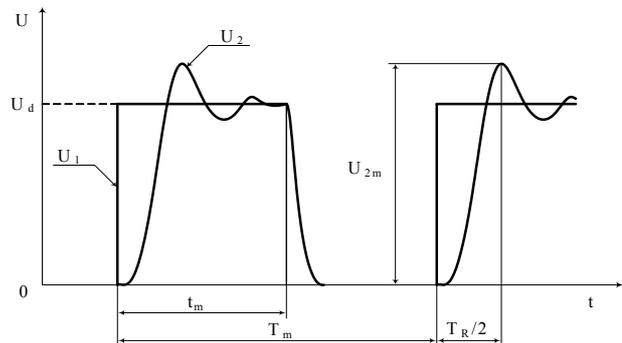


Рис. 2. Диаграмма модулирующих импульсов напряжений:  
 $U_1$  – на входе фильтра,  $U_2$  – на выходе фильтра

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.