

ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С IGBT–ТРАНЗИСТОРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ: ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Введение. Настоящий этап развития регулируемых промышленных электроприводов (ЭП) характеризуется массовым внедрением ЭП переменного тока на базе инверторов тока и напряжения на IGBT-приборах в силу ряда присущих им преимуществ перед другими видами преобразовательных устройств. Вместе с тем, новые образцы устройств не лишены недостатков, свойственных в той или иной степени аналогам, конструируемым на иной элементной базе.

Постановка задач исследования. Современный ЭП переменного тока базируется на IGBT-транзисторных инверторах, осуществляющих частотное регулирование частоты вращения асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения, рекуперацию электроэнергии в питающую сеть как постоянного, так и переменного тока, формирование синусоидальных кривых входного и выходного токов, обеспечивающих высокий коэффициент мощности на входе преобразователя. Электромагнитная совместимость (ЭМС) преобразователя с питающей сетью обеспечивается фильтрами. Входной фильтр защищает питающую сеть от промышленных радиопомех и искажений, вносимых преобразователем, способствует защите преобразователя от импульсов сверхнапряжения сети. Выходной фильтр защищает асинхронный двигатель (АД) и кабель от воздействия сверхкрутых фронтов импульсов модулированного напряжения, которые ведут также к перенапряжениям вследствие эффекта отраженной волны. Промежуточный фильтр сглаживает пульсации напряжения в цепи постоянного тока.

Материалы исследования. Ограничение фронта импульсов модулированного напряжения. Решение проблемы сводится к формированию на выходе фильтра импульса напряжения, время нарастания фронта которого t_{vz} в три раза больше времени $t_e = \frac{1}{V_v}$ прохождения волны импульса с фазовой скоростью $V_v \approx 150$ м/мкс через

кабель длиной l . Представление питающего кабеля однородной линией с распределенными параметрами индуктивности L_e и емкости C_e дает зависимость напряжения на двигателе:

$$u_M = K_U \cdot U_d, \quad (1)$$

где $K_U = 1 + \frac{3t_e}{t_v} \cdot \Gamma_M$ – коэффициент перенапряжения; $\Gamma_M = \frac{Z_M - Z_e}{Z_M + Z_e}$ – коэффициент отражения нагрузки; Z_M – сопро-

тивление нагрузки; $Z_e = \rho_e = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}}$ – волновое сопротивление линии без потерь (кабеля) [1].

Полагая $t_v = \pi \sqrt{L_2 \cdot C_2}$ и задавая R_U , находим:

$$L_2 \cdot C_2 > 40 \cdot 10^{-8} \frac{l^2 \cdot \Gamma_M^2}{(K_U - 1)^2}. \quad (2)$$

Защита сети от промышленных радиопомех. При равенстве параметров элементы характеристики Т-образного фильтра идентичны Г-образному, который принимаем к рассмотрению в качестве расчетного в виде четырехполюсника [2]. Система уравнений четырехполюсника:

$$\left. \begin{aligned} \overline{U}_G &= A \overline{U}_Z + B \overline{I}_Z \\ \overline{I}_G &= C \overline{U}_Z + D \overline{I}_Z \end{aligned} \right\}. \quad (3)$$

Поскольку сопротивление нагрузки превалирует над остальными, из (3) находим передаточную функцию

$$\overline{U} = \frac{\overline{U}_Z}{\overline{U}_G} = \frac{1}{A},$$

где $A = \sqrt{\frac{Z_{1X}}{Z_{2X} - Z_{2k}}} = \frac{Z_{1X}}{\sqrt{Z_{2X}(Z_{1X} - Z_{1k})}}$; $Z_{1X} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j\Omega \rho + \frac{\rho}{j\Omega} = \rho \frac{1 - \Omega^2}{j\Omega}$; $Z_{1k} = j\omega L = j\Omega \rho$;

$$Z_{1X} - Z_{1k} = \frac{1}{j\omega C} = \frac{\rho}{j\Omega}; \quad Z_{2X} = \frac{1}{j\omega C} = \frac{\rho}{j\Omega}; \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad \Omega = \frac{\omega}{\omega_m}; \quad \omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Тогда

$$U(\Omega) = \frac{1}{1 - \Omega^2}. \quad (4)$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) Г-образного фильтра при общепринятом основании, полагающим частоту среза:

$$\Omega_z = \frac{\omega_z}{\omega_m} = 2\pi f_z \sqrt{LC} = 2 \quad (5)$$

Стандартами [3] регламентируется нижний уровень промышленных помех 9-10 кГц. Принимая с запасом $f_z=8\text{кГц}$, из (6) находим выражение для определения параметров фильтра:

$$LC = 1,6 \cdot 10^{-9} \text{ с}^2. \quad (6)$$

С увеличением индуктивности снижается напряжение, а с увеличением емкости растет ток в системе. С учетом этого справедливо равенство $LI^2 = CU^2$. Так как мощность однофазной нагрузки $S = UI$, из (6) находим:

$$L = 40 \cdot 10^{-6} \frac{U^2}{S}; \quad C = 40 \cdot 10^{-6} \frac{S}{U^2}. \quad (7)$$

Формирование синусоидальной кривой напряжения. Кроме требований обеспечения ЭМС, к фильтрам иногда предъявляют требование обеспечения высокого качества электроэнергии.

В соответствии со стандартом [4] номинальный коэффициент несинусоидальности должен быть $K_{\text{нн}} = \frac{\sqrt{\Sigma U^2_v}}{U_1} \leq 0,05$. При формировании синусоиды напряжения из ШИМ допустимо оперировать гармоникой

с частотой модуляции f_m , пренебрегая более высокими. Тогда при разнополярной модуляции и коэффициенте заполнения периода модуляции $q_m = 0,5$ $K_{\text{нмакс}} = \frac{U_{\text{vнм}}}{U_{1\text{м}}} = 1,0$, т.е. АЧХ синусоиды фильтра должна быть:

$$|U(\Omega)| = \frac{K_{\text{нн}}}{K_{\text{нмакс}}} = \frac{0,05}{1,00} = 0,05. \quad (8)$$

Выполнение (8) при помощи Г-образного фильтра, АЧХ которого определена выражением (4), возможно при $\Omega=4,6$, т.е. при увеличении LC в $\left(\frac{4,6}{2}\right)^2 = 5,3$ раза.

Более рациональными являются схемы Г- и Т-образных фильтров, дополненные LC-цепочками, настроенными на частоту модуляции, равную частоте среза $f_m = f_z$, из которых, на основании результатов авторских исследований, предпочтение отдано схеме на рис. 1.

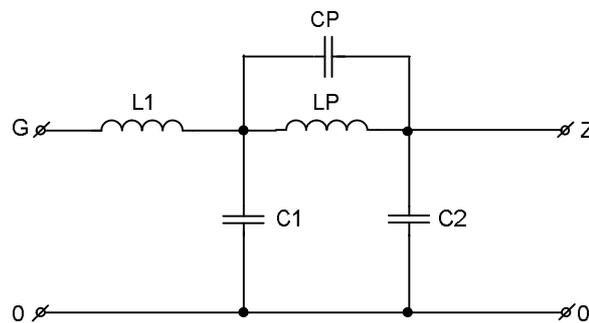


Рис. 1. Принципиальная схема последовательно-составного фильтра

Здесь при $\sqrt{L_p C_p} = \frac{\sqrt{LC}}{2}$, $L_p = L$ и $C_p = \frac{C}{4}$ АЧХ последовательно-составного фильтра описывается выражениями:

$$|U(\Omega)| = \left| \frac{4 - \Omega^2}{4 - 13\Omega^2 + 6\Omega^4} \right|. \quad (9)$$

Характерные точки: $U=0$ при $\Omega=2$; $|U|=1$ при $\Omega=0; 1; 1,15; 1,41$; $|U| \rightarrow \infty$ при $\Omega=0,61$ и $1,34$. При $\Omega > 2$ модуль $U(\Omega) < 0,0145$ (максимум при $\Omega=2,61$), который более чем втрое, согласно (8), меньше требуемого $U(\Omega) < 0,05$. Последнее обстоятельство делает последовательно-составной фильтр практически идеальным для формирования синусоидального напряжения из ШИМ.

По результатам аналитических исследований разработаны математическая модель и натурный макет системы. Данные натурального макета электропривода заложены также в математическую модель системы в однофазном исполнении, в результате компьютерных исследований которой получены АЧХ и ЛАЧХ, приведенные на рис. 2 и 3 соответственно, а также осциллограммы входных напряжений u_G и тока i_G и выходных u_z и i_z на частоте $f_1=40$ Гц приведены, соответственно, на рис. 4-7.

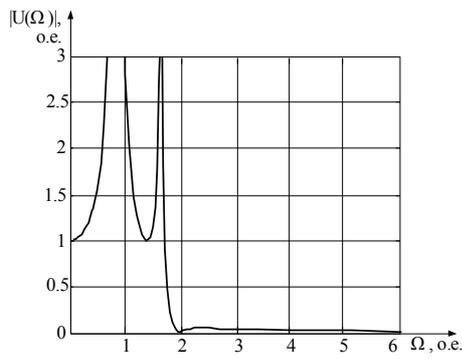


Рис.2. АЧХ идеального последовательно-составного фильтра

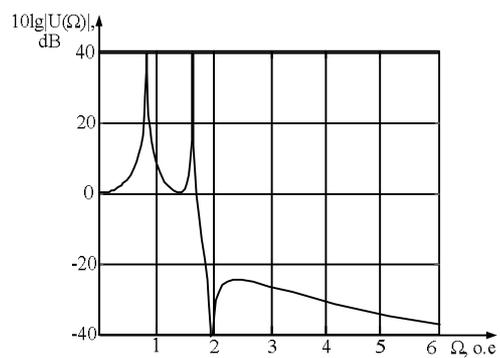


Рис.3. ЛАЧХ идеального последовательно-составного фильтра

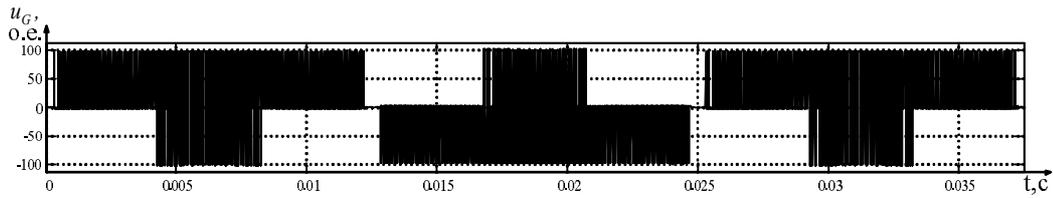


Рис.4. Осциллограмма напряжения u_G при $f_1=40$ Гц

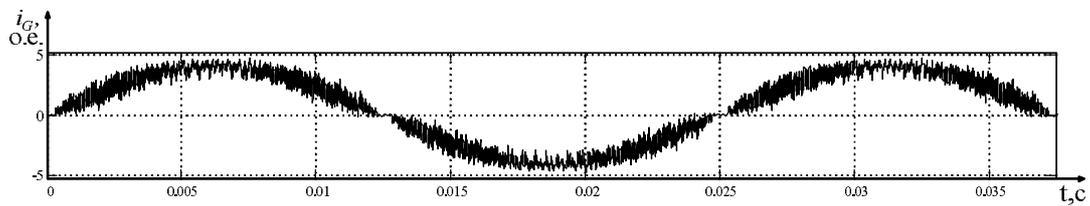


Рис.5. Осциллограмма тока i_G при $f_1=40$ Гц

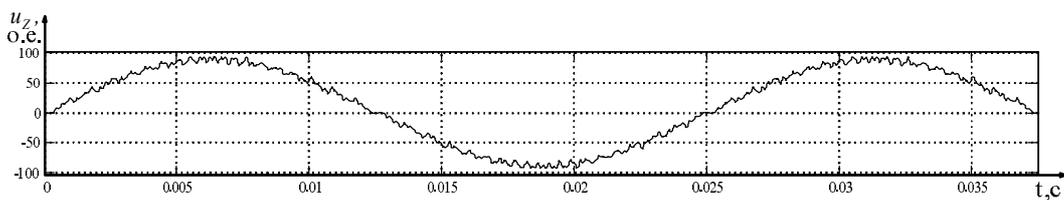


Рис.6. Осциллограмма напряжения u_Z при $f_1=40$ Гц

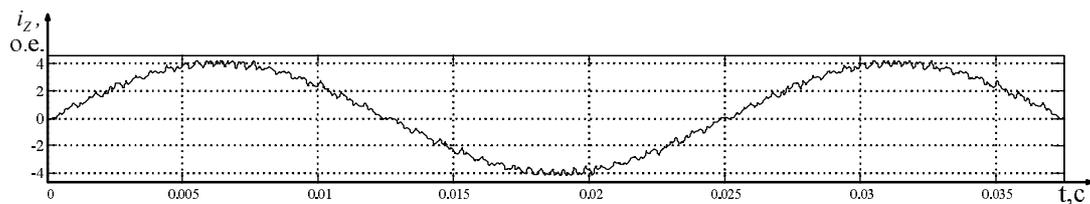


Рис.7. Осциллограмма тока i_Z при $f_1=40$ Гц

Осциллограммы, полученные в процессе стендовых испытаний натурного макета при $f_1=40$ Гц, приведены на рис. 8-11.

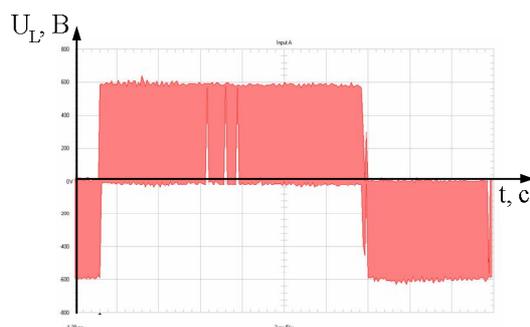


Рис.8. Осциллограмма напряжения U_L на выходе преобразователя при $f_1=40$ Гц

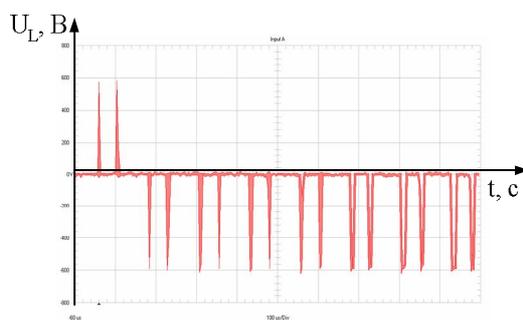


Рис.9. Осциллограмма напряжения U_L на выходе преобразователя при $f_1=40$ Гц (развертка при переходе через нуль)

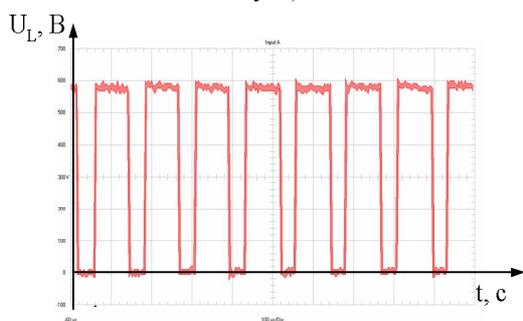


Рис.10. Осциллограмма напряжения U_L на выходе преобразователя при $f_1=40$ Гц (развертка в момент $=90$ эл. градусов при переходе с двухпульсной модуляции на однопульсную)

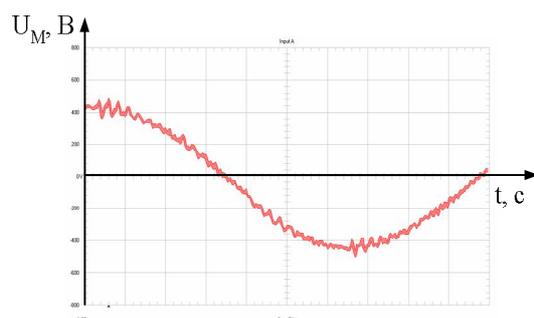


Рис.11. Осциллограмма напряжения U_M на двигателе $f_1=40$ Гц (развертка на интервале 90-360 эл. градусов)

Колебания напряжения на синусоиде $u_m(t)$ (рис.11) находятся в прямой зависимости от частоты модуляции $f_m=8$ кГц, поскольку их частота $f_k=2$ кГц определена колебательным контуром $L_p C_p C$. Они иллюстрируют переходной затухающий процесс, вызванный изменением алгоритма модуляции с двухпульсного на однопульсный и обратно (рис.10).

Результаты выполненных аналитических и экспериментальных исследований подтверждают эффективность фильтра, составленного из Г-образного и параллельного колебательного контура, включенного последовательно в фазе, формирующего синусоидальное напряжение из модулированного (получена практически идеальная кривая с минимумом затрат).

Выводы. Разработаны, исследованы и рекомендованы к внедрению электрические фильтры для электропривода переменного тока на базе IGBT-транзисторных инверторов, обеспечивающих достаточный уровень электромагнитной совместимости с источником и нагрузкой, а также качество электроэнергии, соответствующее стандартам.

Литература.

1. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. М.: Энергия, 1969. – 280 с.
2. Флора В.Д. Расчет Г-образного фильтра на входе импульсного регулятора // Труды МЭИ, 1993. Вып. 669. – С.104-108.
3. ГОСТ 14777-81. Радиопомехи промышленные. Термины и определения. М.: Госстандарт, 1982. – 17 с.
4. ГОСТ 51317.3.2.RU Электромагнитная совместимость. М.: Госстандарт, 2004. – 12 с.